ORSAY
N° d'ordre : 608

UNIVERSITE DE PARIS-SUD

CENTRE D'ORSAY

THÈSE

présentée

Pour obtenir

le TITRE de DOCTEUR INGÉNIEUR

Spécialité : Automatique et traitement du signal

par

Edmundo MONTALVÃO

Ingénieur de l'Université de BRASÍLIA

CONTRIBUTION THÉORIQUE À L'ÉTUDE D'UNE PROTECTION DIFFÉRENTIELLE D'ONDE POUR LES RÉSEAUX À TRÈS HAUTE TENSION

Soutenue le 22 octobre 1983, devant la Commission d'examen :

MM.	B. PICINBONO	*Président*
	J-P. BARRET	
	J-M. TESSERON	
	P. BORNARD	
	M. SOUILLARD	

LIBRARY
LELAND
STANFORD
JUNIOR
UNIVERSITY

"CONTRIBUTION THEORIQUE A L'ETUDE D'UNE PROTECTION DIFFERENTIELLE D'ONDE NUMERIQUE DESTINEE AU RESEAU A TRES HAUTE TENSION"

E R R A T A

PAGE		OU ON LIT	LIRE
		distortion	distorsion
		biphilaire	bifilaire
12	equation (I.4)	$-G.V(x,t)$	$-G.v(x,t)$
12 et 13	equations (I.7.a), (I.7.b) et (I.7.g)	V_B^-	V_E^-
13	equation (I.7.e)	$V_E^+(w) = [...]$	$V_E^+(w) = 1/2*[...]$
13	equation (I.7.g)	$V_E^-(w) = [...-...]$	$V_E^-(w) = 1/2*[...+...]$
14	paragraphe I.1.1	Z_C (=R_C) et γ (=$\alpha+j\beta$)	Z_C (=R_C), facteur d'amortissement et vitesse de propagation
14	sous-paragraphe I.1.2 equations (I.9)	(I.9.a),(I.9.b)	(I.1Ø.a),(I.1Ø.b)
15	1ere ligne	les equations (I.9)	l'equation (I.1Ø.b)
15	equation (I.1Ø)	(I.1Ø)	(I.1Ø.c)
15	2eme ligne	equations (I.9)	equations (I.1Ø.a) et (I.1Ø.b))
18	ligne avant (I.19)	l'equation (I.1Ø):	l'equation (1.1Ø.c):
19	3eme ligne	par les grandes	par les grandeurs
1	5eme ligne	dans le poste E,	dans le poste B,
23	figure II.11	ramene a $\tau^{(B)}$	τ ramene a $\tau^{(B)}$
22	1ere equation	$i_{DØ}(t) = i_{D8}(t)$	$i_{DØ}(t) - i_{D8}(t)$
34	figure II.21.c	biphase isole	biphase terre
38	equation (I.12)	(I.12)	(I.16)
6Ø	derniere ligne	1 5ØØ A.	1 5ØØ A. Il est a noter que la valeur maximale de la phase 8 n'a pas lieu au meme instant que celles des phases Ø et 4.
65	14eme ligne	Autre	Outre
75		BIBLOGRAPHIE	BIBLIOGRAPHIE
76	8eme ligne	Implusions	Impulsions
77	5eme ligne	Travelling aves	Travelling waves
8Ø	equation (C.12.b)	$[V_{ME}] - [Z_M].[I_{ME}]$	$[V_{ME}] + [Z_M].[I_{ME}]$
1Ø	equation (C.12.d)	$[Z_M]^{-1}.[V_{ME}] \quad [I_{ME}]$	$[Z_M]^{-1}.[V_{ME}] + [I_{ME}]$
2	3eme ligne	ONDE REFLECHIE	ONDE INCIDENTE

ORSAY
N° d'ordre : 608

UNIVERSITE DE PARIS-SUD

CENTRE D'ORSAY

THÈSE

présentée

Pour obtenir

le TITRE de DOCTEUR INGÉNIEUR

Spécialité : Automatique et traitement du signal

par

Edmundo MONTALVÃO

Ingénieur de l'Université de BRASÍLIA

CONTRIBUTION THÉORIQUE À L'ÉTUDE D'UNE PROTECTION DIFFÉRENTIELLE D'ONDE POUR LES RÉSEAUX À TRÈS HAUTE TENSION

Soutenue le 22 octobre 1983, devant la Commission d'examen :

MM.	B. PICINBONO	*Président*
	J-P. BARRET	
	J-M. TESSERON	
	P. BORNARD	
	M. SOUILLARD	

Ce travail a été effectué à la DIRECTION DES ETUDES ET RECHERCHES DE L'ELECTRICITE DE FRANCE.

Je remercie Monsieur B. PICINBONO, professeur à l'Université Paris-Sud et Directeur du Laboratoire des Signaux et Systèmes (C.N.R.S.), pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury de thèse.

Ma reconnaissance va à :

- Monsieur J.P. BARRET, professeur de PROTECTION ET FONCTIONNEMENT DES RESEAUX à l'Ecole supérieure d'Electricité et Chef du département FORCAM à l'EDF.
- Monsieur J.M. TESSERON, Chef de la Division PROTECTION ET AUTOMATISMES DES RESEAUX.
- Monsieur P. BORNARD, spécialiste en Protection des Réseaux à l'E.D.F.
- Monsieur M. SOUILLARD, Chef du Département Protection des Réseaux à THT à ENERTEC.

qui ont accepté la charge de participer au jury.

Je tiens à exprimer mes remerciements à :

- M. P. ERHARD, pour sa perpétuelle disponibilité et pour ses précieux conseils qui ont été une source d'enrichissement technique tout au long de cette étude.
- M. TESSERON dont l'orientation m'a permis de mener à terme ce travail.
- M. BORNARD, pour son aide lors de la correction des manuscrits.
- M. PAVARD, qui m'a proposé le sujet de cette thèse et qui m'a orienté aux débuts de cette étude.

Je remercie également tous les camarades de la division PROTECTION et AUTOMATISMES DES RESEAUX à qui j'adresse mes salutations amicales.

SOMMAIRE

	Pages
INTRODUCTION - OBJET DE LA THESE	IV
CHAPITRE I : ANALYSE DU PRINCIPE DE LA P.D.O	1
I.1 - RAPPEL DES PRINCIPES DE LA PROPAGATION DES ONDES SUR LES LIGNES MONOPHASEES	1
I.1.1 - modèle de ligne sans distortion	4
I.1.2 - modèle complet	4
I.2 - PRINCIPE DE LA P.D.O	6
I.3 - APPLICATION DE CE PRINCIPE DANS DES LIGNES TRIPHASEES DE TRANSPORT D'ENERGIE	8
I.4 - PROBLEMES THEORIQUES ET TECHNIQUES SOUSJACENTS	10
I.5 - DESCRIPTION DES METHODES	12
I.5.1 - méthode de TAKAGI-MODE	12
I.5.2 - méthode d'ESCLANGON	12
I.5.3 - méthode de TAKAGI-PHASE	14
I.6 - REMARQUES SUPPLEMENTAIRES	14
CHAPITRE II : ESSAIS SUR DES MODELES NUMERIQUES	15
II.1 - INTRODUCTION	15
II.2 - METHODE DE TAKAGI-MODE	16
II.2.1 - influence des défauts résistants	17
II.2.2 - influence des simplifications sur R_c	18
II.2.3 - influence des simplifications sur le facteur d'amortissement	21

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41547306_0042

Pages

II.2.4 - influence des simplifications sur le temps de propagation 22
II.2.5 - influence des simplifications sur la matrice de passage 23
II.2.6 - incertitudes sur les paramètres de ligne 24
II.2.7 - conclusions 27

II.3 - METHODES SIMPLIFIEES 27

II.3.1 - méthode d'Esclangon 30
II.3.2 - méthode de Takagi-Phase 33
II.3.3 - sensibilité à la proximité des sources 35
II.3.4 - inversion et intensité du transit 37
II.3.5 - Influence des réducteurs de mesure 39

II.4 - LIGNE DOUBLE AVEC PIQUAGE 39
II.5 - CONCLUSIONS 43

CHAPITRE III : ESSAIS SUR DES ENREGISTREMENTS REELS 44

III.1 - INTRODUCTION 44
III.2 - DEFAUT DU 23/07/81 A 11H12 MN 46
III.3 - DEFAUT DU 08/08/81 A 16H51 MN 46
III.4 - DEFAUT DU 18/09/81 A 20H07 MN 49
III.5 - DEFAUT DU 22/09/81 A 18H34 MN 52
III.6 - DEFAUT DU 06/10/81 A 05H32 MN 53
III.7 - DEFAUT DU 13/12/81 A 00H45 MN 56
III.8 - DEFAUT DU 28.12.81 A 23H48 MN 58
III.9 - DEFAUT DU 01/01/82 A 17H09 MN 60
III.10 - CONCLUSIONS 60

CHAPITRE IV : PREMIERS ELEMENTS LIES A LA MISE EN OEUVRE DE LA P.D.O. 63

IV.1 - CRITERE DE MISE EN ROUTE DE LA PROTECTION 63

Pages

IV.1.1 - algorithme "commutation"..... 64
IV.1.2 - algorithme "addition"..... 65
IV.1.3 - problèmes sous-jacents..... 68

IV.2 - TEMPS DE CALCUL NECESSAIRE..... 69

IV.2.1 - Essais sur microprecesseur 8086..... 70
IV.2.2 - Essais sur un processeur vectoriel..... 71

IV.3 - ASPECT COMMUNICATION..... 71

CONCLUSION..... 73

BIBLIOGRAPHIE..... 75

ANNEXE A : SIGNIFICATION DU SIGNAL DIFFERENTIEL..... 79

A.I- LIGNE MONOPHASEE SIMPLE..... 79
A.II - LIGNE MONOPHASEE AVEC PIQUAGE..... 80

ANNEXE B : PARAMETRES LINEIQUES D'UNE LIGNE POLYPHASEE..... 83

B.I - CALCUL DES PARAMETRES LINEIQUES D'UNE LIGNE..... 83
B.II - CAS PARTICULIERS..... 85

ANNEXE C : THEORIE DES MODES DE PROPAGATION..... 87

C.I - INTRODUCTION..... 87
C.II - CAS PARTICULIERS..... 95
C.III - EXEMPLES..... 96

ANNEXE D : MODELE COMPLET DE LIGNE..... 99

ANNEXE E : PROGRAMMES DE CALCUL..... 105

INTRODUCTION

- OBJET DE LA THESE -

Le réseau de transport d'énergie électrique a pour but d'assurer la liaison entre les sources d'énergie et les centres de consommation. Il est constitué essentiellement de :

- lignes (les branches du réseau),
- postes (les noeuds).

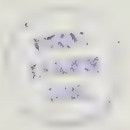
Les lignes assurent le transport, lui-même, entre les points de génération et de consommation d'énergie. S'il s'agit de longues distances, le transport se fait à très haute tension (THT) pour éviter le plus possible les pertes par effet Joule. Le débit de grosses quantités d'énergie amène notamment, soit à doubler le nombre de lignes sur un même pylône (ligne à 2 ternes ou 2 circuits), soit à multiplier le nombre de conducteurs par phase.

Les postes sont constitués par un ensemble d'équipements ayant le rôle de transformation de tension, protection du réseau, contrôle de la qualité du service, mesures diverses et, selon le type du poste, de répartition de l'énergie aux consommateurs.

Les lignes de transport (comme tous les équipements du réseau) peuvent être sujettes à des défauts d'isolement d'origines diverses. Ces défauts soumettent les équipements à de sévères contraintes, et doivent être éliminés rapidement.

D'autre part ces défauts provoquent des oscillations électromécaniques dues à un déséquilibre entre la puissance générée et la puissance consommée. Ceci peut conduire à une désynchronisation des machines, c'est-à-dire une instabilité du réseau.

C'est le rôle des dispositifs de protection de détecter de tels défauts et de provoquer la mise hors tension de l'ouvrage concerné par l'ouverture des disjoncteurs d'extrémité afin de maintenir la qualité du service.



Plus de 80 % des défauts sur les lignes à T.H.T affectent une seule phase. Ces défauts monophasés peuvent être normalement éliminés par la seule ouverture de la phase concernée. La stabilité du réseau, dans ce cas, est aussi maintenue avec beaucoup plus d'aisance que lors d'une ouverture triphasée. Ceci explique l'intérêt des déclenchements monophasés des lignes de transport. Une telle pratique exige de la protection une bonne aptitude à sélectionner la phase en défaut.

D'autres qualités sont encore requises de ces dispositifs de protection des lignes :

- sélectivité : la protection doit éliminer l'élément défaillant, et seulement celui-ci ;
- disponibilité : elle ne doit jamais être hors service ;
- indépendance par rapport à la configuration du réseau : il ne faut pas que son rôle soit compromis par certains schémas d'exploitation ;
- insensibilité aux surcharges et aux oscillations de puissance.

Sur le réseau T.H.T, les protections dites "de distance" jouent actuellement un rôle privilégié. Ce type d'appareil utilise les seules grandeurs locales de tensions et courants de phases pour élaborer une image de la distance du court-circuit. Si cette distance, comparée à la longueur de la ligne montre que le défaut se trouve à l'intérieur de la ligne protégée, la protection envoie un ordre de déclenchement au disjoncteur. Lorsque le court-circuit détecté se trouve hors de la ligne surveillée, on peut utiliser l'information de distance pour remplir la fonction de protection de secours des éléments voisins du réseau. La temporisation des ordres de déclenchement en fonction de la localisation présumée des défauts permet d'assurer la sélectivité.

Si l'avantage, souvent décisif de ne pas nécessiter de liaison de communication entre extrémités de ligne est à porter au crédit des protections de distance, elles présentent cependant des limites inhérentes à leur principe [1], [19] :

- des mesures locales sont insuffisantes pour effectuer correctement la sélection de phase pour des courts-circuits sur lignes à plusieurs circuits proches de l'extrémité opposée ;
- de même, il est difficile, voire parfois impossible, de protéger correctement les lignes à plus de 2 extrémités (lignes avec piquage) ;
- l'accroissement des sections de conducteurs permet d'augmenter les courants de charge. La sensibilité de la protection de distance aux défauts résistants est alors réduite ;

- le verrouillage du relais de protection lors d'oscillations de puissance est difficilement compatible avec l'élimination rapide de courts-circuits se produisant au même moment.

D'autres principes ont donc été envisagés, basés sur l'utilisation de grandeurs électriques prélevées aux deux extrémités de la ligne.

Une étude antérieure[2], comparant les performances des diverses protections différentielles, a montré que c'est la protection dite "Différentielle d'Onde" qui a les meilleures performances, du point de vue de rapidité, sensibilité, sélectivité, sélection de phase, parmi d'autres.

Bien que tout à fait concluants, les travaux effectués à l'époque n'avaient pu être concrétisés, du fait de l'impossibilité de pouvoir disposer de liaisons de transmission adaptées. Cependant, la perspective de pouvoir disposer à terme de moyens adéquats (fibres optiques insérées aux câbles de garde des lignes T.H.T, liaisons à faisceaux hertziens) a incité la Direction des Etudes et Recherches d'EDF à engager des études accrues dans le domaine des protections différentielles d'onde, de façon à combler les insuffisances des protections de distance.

Dans un contexte plus général, EDF souhaite disposer de protections différentielles de ligne opérationnelles vers 1985.

Cette thèse présente les résultats des études approfondies de la Protection Différentielle d'Onde (désignée ci-après par le sigle P.D.O.).

Au premier chapitre on analyse le principe de la P.D.O., tout en mettant en évidence les problèmes soulevés par sa mise en oeuvre. On décrit aussi les différentes méthodes étudiées.

Le deuxième chapitre décrit les essais des divers algorithmes sur des modèles numériques.

Dans le troisième chapitre, on décrit l'utilisation d'enregistrements de défauts réels pour vérifier l'efficacité des méthodes étudiées.

Le quatrième et dernier chapitre donne les premiers éléments nécessaires à la mise en oeuvre de la P.D.O.

CHAPITRE I - ANALYSE DU PRINCIPE DE LA P.D.O.

I.1 - RAPPEL DES PRINCIPES DE LA PROPAGATION DES ONDES SUR LES LIGNES MONOPHASEES

Les équations qui décrivent la propagation des ondes sur une ligne reposent sur deux hypothèses fondamentales [3] :

- l'homogénéité de la ligne : les paramètres géométriques et les caractéristiques électromagnétiques du conducteur et du milieu environnant sont constants tout au long de la ligne ;
- la conservation du courant : le courant total traversant une section droite perpendiculaire de la ligne est nul.

Ces deux hypothèses ramènent le problème de la propagation à des équations aux dérivées partielles à deux variables (le temps et une variable d'espace).

Si l'on considère un élément de ligne Δx de longueur négligable devant les phénomènes de propagation à étudier, on peut l'assimiler à un quadripole (figure I.1).

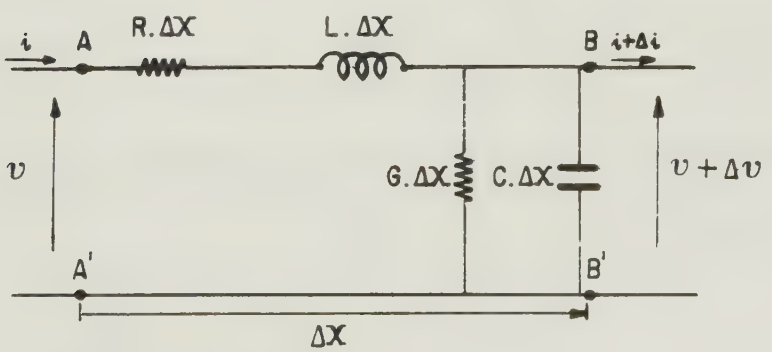


FIGURE I.1

R,L,G et C étant les paramètres linéïques de la ligne : résistance, inductance, conductance et capacité.

Les variations de tension et de courant entre A et B seront :

$$\Delta v = - R.\Delta x.i - L.\Delta x. \frac{\partial i}{\partial t} \qquad (I.1)$$

$$\Delta i = - G.\Delta x.(v + \Delta v) - C.\Delta x.\frac{\partial(v + \Delta v)}{\partial t} \qquad (I.2)$$

En divisant (I.1) par Δx et en faisant tendre Δx vers zéro, on aura :

$$\frac{\partial v (x,t)}{\partial x} = - R.\, i (x,t) - L\frac{\partial i (x,t)}{\partial t} \qquad (I.3)$$

En substituant (I.1) en (I.2) et faisant la limite de $(\frac{\Delta i}{\Delta x})$ $\Delta x \to 0$

$$\frac{\partial i (x,t)}{\partial x} = - G.V (x,t) - C \frac{\partial v (x,t)}{\partial t} \qquad (I.4)$$

Les équations (I.3) et (I.4) sont les équations fondamentales de propagation d'onde dans une ligne monophasée.

La transformée de Fourier de ces deux dernières équations fournit :

$$\frac{\partial V(x,\omega)}{\partial x} = - (R + j\omega L) . I (x,\omega) = - Z (\omega) . I (x,\omega) \qquad (I.5.a)$$

$$\frac{\partial I (x,\omega)}{\partial x} = - (G + j\omega C) . V (x,\omega) = - Y (\omega). V (x,\omega) \qquad (I.5.b)$$

Il découle finalement de (I.5) :

$$\frac{\partial^2 V (x,\omega)}{\partial x^2} = Z (\omega) . Y (\omega) . V (x,\omega) \qquad (I.6.a)$$

$$\frac{\partial^2 I (x,\omega)}{\partial x^2} = Y (\omega) . Z (\omega) . I (x,\omega) \qquad (I.6.b)$$

La résolution de ces deux équations différentielles entraîne (figure I.2) :

$$V (x,\omega) = V_E^{+} (\omega). e^{- \gamma(\omega).x} + V_B^{-} (\omega) . e^{+ \gamma(\omega).x} \qquad (I.7.a)$$

$$I (x,\omega) = \frac{V_E^{+} (\omega)}{Z_C (\omega)} . e^{- \gamma(\omega).x} - \frac{V_B^{-} (\omega)}{Z_C (\omega)} . e^{+\gamma(\omega).x} \qquad (I.7.b)$$

$$Z_C (\omega) = \sqrt{\frac{Z (\omega)}{Y (\omega)}} \qquad (I.7.c)$$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{Z(\omega) \cdot Y(\omega)} = \alpha(\omega) + j\,\beta(\omega) \qquad \text{(I.7.d)}$$

avec :

$$V_E^+(\omega) = V_E(\omega) - Z_C(\omega) \cdot I_E(\omega) \qquad \text{(I.7.e)}$$

$$I_E^+(\omega) = V_E^+(\omega) / Z_C(\omega) \qquad \text{(I.7.f)}$$

$$V_B^-(\omega) = V_B(\omega) - Z_C(\omega) \cdot I_B(\omega) \qquad \text{(I.7.g)}$$

$$I_B^-(\omega) = -V_B^-(\omega) / Z_C(\omega) \qquad \text{(I.7.h)}$$

Nous pouvons encore écrire :

$$V(x,\omega) = V^+(x,\omega) + V^-(x,\omega) \qquad \text{(I.8.a)}$$

$$I(x,\omega) = I^+(x,\omega) + I^-(x,\omega) \qquad \text{(I.8.b)}$$

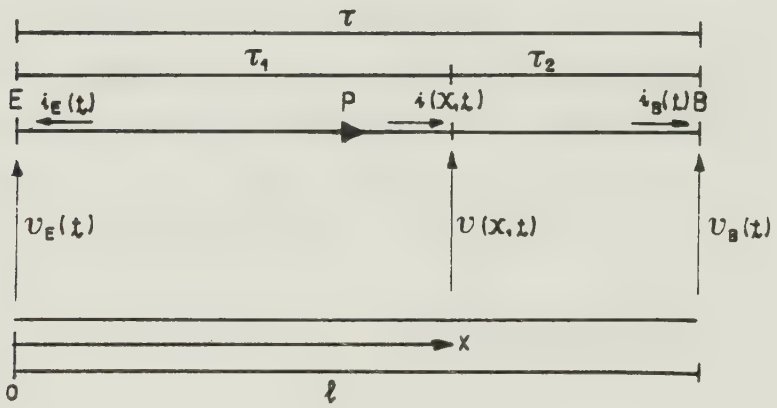


FIGURE I.2

A une fréquence ω donnée, les équations (I.8) peuvent être interprétées, dans le domaine temporel, comme étant deux ondes de courant (ou de tension) :

- $i^+(x,t)$ se propageant dans le sens de la puissance P, est nommée "Onde Incidente" ;
- $i^-(x,t)$ se propageant en sens inverse, est nommée "Onde réfléchie".

La vitesse de propagation de ces ondes est $v = \frac{\omega}{\beta(\omega)}$. Elles subissent un amortissement au cours du déplacement égal à $e^{-\alpha(\omega).x}$ (ou $e^{-\alpha(\omega).(l-x)}$ pour l'onde réfléchie).

Néanmoins, les signaux transitant dans une ligne de transport peuvent avoir une forme quelconque, ayant donc dans leur spectre plusieurs fréquences. Par conséquent, la description rigoureuse des ondes incidentes et réfléchies dans le domaine temporel n'est pas une tâche facile puisque tous les produits fréquenciels des équations (I.7) deviennent des convolutions dans le domaine temporel. Cette description se complique encore plus, si l'on prend en compte la dépendance de R et L avec la fréquence, due à l'effet pelliculaire et à la propagation dans le sol.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous placerons sur deux modèles de ligne :

- un modèle de ligne où Z_c et γ sont constants, et que nous nommerons, par similitude, "modèle sans Distortion" ;
- un modèle plus élaboré, simulant la dépendance avec la fréquence, que nous nommerons "modèle Complet".

I.1.1 - Modèle de ligne sans distortion

Si nous considérons Z_c (= R_c) et γ ($=\alpha + j\,\beta$) indépendants de la fréquence, nous pouvons écrire dans le domaine temporel à partir des équations (I.7) et (I.8) :

$$i^+(x,t) = e^{-\alpha . x} \cdot \left[V_E (t - \tau_1) / R_c - i_E (t - \tau_1) \right] \qquad \text{(I.9.a)}$$

$$i^-(x,t) = e^{-\alpha . (l-x)} \cdot \left[V_B (t - \tau_2) / R_c - i_B (t - \tau_2) \right] \qquad \text{(I.9.b)}$$

où τ_1 et τ_2 (figure I.2) sont les temps de propagation des ondes jusqu'au point x.

I.1.2 - Modèle complet [14]

Ecrivons d'abord les équations (I.7) en fonction des grandeurs connues aux deux extrémités de la ligne (figure I.2), sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_E(\omega) \\ I_E(\omega) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} \operatorname{ch}(\gamma(\omega).l) & Z_c(\omega).\operatorname{sh}(\gamma(\omega).l) \\ \hline -Z_c^{-1}(\omega).\operatorname{sh}(\gamma(\omega).l) & -\operatorname{ch}(\gamma(\omega).l) \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} V_B(\omega) \\ I_B(\omega) \end{bmatrix} \qquad \text{(I.9.a)}$$

$$\begin{bmatrix} V_B(\omega) \\ I_B(\omega) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} \operatorname{ch}(\gamma(\omega).l) & Z_c(\omega).\operatorname{sh}(\gamma(\omega).l) \\ \hline -Z_c^{-1}(\omega).\operatorname{sh}(\gamma(\omega).l) & -\operatorname{ch}(\gamma(\omega).l) \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} V_E(\omega) \\ I_E(\omega) \end{bmatrix} \qquad \text{(I.9.b)}$$

En appliquant la transformation suivante sur les équations (I.9) :

$$\begin{bmatrix} F \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R_c & -1 \\ 1/R_c & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} \qquad \text{(I.10)}$$

$$\text{avec } R_c = | Z_c (2 \pi 50) |$$

Nous obtenons ($[H]$ étant la matrice des équations (I.9)) :

$$[P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_B \\ B_B \end{bmatrix} = [H] \cdot [P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_E \\ B_E \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} F_B \\ B_B \end{bmatrix} = [P] \cdot [H] \cdot [P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_E \\ B_E \end{bmatrix}$$

Ce produit matriciel entraîne :

$$\begin{bmatrix} F_B \\ B_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_c}{Z_c(\omega)} - \frac{Z_c(\omega)}{R_c}\right) \cdot \frac{sh(\gamma(\omega).l)}{2} \Big| ch(\gamma(\omega).l) + \left(\frac{R_c}{Z_c(\omega)} + \frac{Z_c(\omega)}{R}\right) \cdot \frac{sh(\gamma(\omega).l)}{2} \\ ch(\gamma(\omega).l) - \left(\frac{R_c}{Z_c(\omega)} + \frac{Z_c(\omega)}{R_c}\right) \cdot \frac{sh(\gamma(\omega).l)}{2} \Big| - \left(\frac{R_c}{Z_c(\omega)} - \frac{Z_c(\omega)}{R_c}\right) \cdot \frac{sh(\gamma(\omega).l)}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_E \\ F_B \end{bmatrix}$$

En rangeant les variables, nous arrivons finalement à :

$$\begin{bmatrix} B_B \\ B_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2(\omega) & A_1(\omega) \\ A_1(\omega) & A_2(\omega) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_B \\ F_E \end{bmatrix} \qquad \text{(I.11.a)}$$

$$\text{avec : } A_1(\omega) = \frac{1}{ch(\gamma(\omega).l) + \left(\frac{R_c}{Z_c(\omega)} + \frac{Z_c(\omega)}{R_c}\right) \cdot \frac{sh(\gamma(\omega).l)}{2}} \qquad \text{(I.11.b)}$$

$$A_2(\omega) = A_1(\omega) \cdot \left[\left(\frac{Z_c(\omega)}{R_c} - \frac{R_c}{Z_c(\omega)}\right) \cdot \frac{sh(\gamma(\omega).l)}{2}\right] \qquad \text{(I.11.c)}$$

Nous pouvons voir, d'après l'équation (I.10) et la figure I.2 que les fonctions B_E,B_B sont les ondes qui arrivent dans les postes E,B et les fonctions F_E, F_B celles qui

partent des postes (donc précédant B_E, B_B dans le temps). En plus, compte tenu du sens de la puissance dans le figure I.2, F_E et B_B correspondent à l'onde incidente et F_B, B_E à l'onde réfléchie.

Dans le domaine temporel, l'équation (I.11.a) se réécrit :

$$b_B(t) = a_2(t) * f_B(t) + a_1(t) * f_E(t) \qquad \text{(I.12.a)}$$

$$b_E(t) = a_1(t) * f_B(t) + a_2(t) * f_E(t) \qquad \text{(I.12.b)}$$

I.2 - PRINCIPE DE LA P.D.O. [4], [5]

Plaçons-nous d'abord dans le cas du modèle de ligne sans distortion. Soit τ le temps de propagation d'une onde dans la ligne de la figure I.2. En fonctionnement normal, nous avons le droit d'écrire pour l'onde incidente :

$$i^+(l,t) = e^{-\alpha . l} . i^+(0, t - \tau) \qquad \text{(I.13)}$$

A partir de (I.9.a) et (I.13) nous pouvons écrire :

$$\frac{1}{R_c} . V_B(t) + i_B(t) = e^{-\alpha . l} \left[\frac{1}{R_c} . V_E(t - \tau) - i_E(t - \tau) \right] \qquad \text{(I.14)}$$

L'équation (I.14) traduit le fait que l'onde incidente au poste E, partie à l'instant $t = 0$ arrive au poste B à l'instant $t = \tau$, amortie d'un facteur $e^{-\alpha . l}$.

Quand il y a un défaut, l'hypothèse de l'homogénéité de la ligne n'est plus valable, et on ne peut plus parler de propagation d'une onde incidente sur la longueur l. Donc :

$$e^{-\alpha l} . \left[\frac{V_E(t - \tau)}{R_c} - i_E(t - \tau) \right] \neq \frac{V_B(t)}{R_c} + i_B(t) \qquad \text{(I.15)}$$

Si l'on calcule une grandeur différentielle Σ_I telle que :

$$\Sigma_I(t) = e^{-\alpha l} . \left[\frac{V_E(t - \tau)}{R_c} - i_E(t - \tau) \right] + \left[\frac{V_B(t)}{R_c} + i_B(t) \right] \qquad \text{(I.16)}$$

Dans ce cas nous pourrions définir un critère pour la détection d'un défaut :

$| \Sigma_I | = 0$ il n'y a pas de défaut

$| \Sigma_I | > 0$ il y a un défaut

Pour mettre en oeuvre ce principe, on a besoin d'une liaison de communication entre les postes E et B de façon à transmettre les valeurs de tension de courant du poste E, échantillonnées à l'instant $t - \tau$. Ces valeurs seront utilisées, conjointement avec les tensions et courants du poste B échantillonnés en t, pour le calcul de Σ_I sur un calculateur.

On aurait pu aussi calculer une grandeur différentielle Σ_R basée sur les ondes refléchies :

$$\Sigma_R(t) = e^{-\alpha.l} \cdot \left[\frac{V_B(t-\tau)}{R_c} - i_B(t-\tau) \right] - \left[\frac{V_E(t)}{R_c} + i_E(t) \right] \quad (I.17)$$

Nous montrons dans l'annexe A que :

$$\Sigma_I(t) = e^{-\alpha.x_2} \cdot i_D(t-\tau_2)$$

$$\Sigma_R(t) = e^{-\alpha.x_1} \cdot i_D(t-\tau_1)$$

où i_D est le courant de défaut, τ_1 le temps de propagation sur la longueur x_1 (x_1 est la distance entre le point de défaut et le poste E) et τ_2 et x_2 entre le point de défaut et le poste B.

On peut aussi trouver un principe semblable pour une ligne monophasée avec point de piquage, basé sur la loi des courants de Kirchhoff (Annexe A). Dans ce cas, la grandeur différentielle vaut (se rapporter à la figure I.3) :

$$\Sigma_p(t) = \frac{1}{R_c} \cdot \left[\delta_E \cdot V_E(t-\tau_E) - \frac{1}{\delta_E} \cdot V_E(t+\tau_E) + \delta_B \cdot V(t-\tau_B) - \frac{1}{\delta_B} \cdot V_B(t+\tau_B) + \delta_O \cdot V_O(t-\tau_O) - \frac{1}{\delta_O} \cdot V_O(t+\tau_O) \right] - \left[\delta_E \cdot i_E(t-\tau_E) + \frac{1}{\delta_E} \cdot i_E(t+\tau_E) + \delta_B \cdot i_B(t-\tau_B) - \frac{1}{\delta_B} \cdot i_B(t+\tau_B) + \delta_O \cdot i_O(t-\tau_O) - \frac{1}{\delta_O} \cdot i_O(t+\tau_O) \right] \quad (I.18)$$

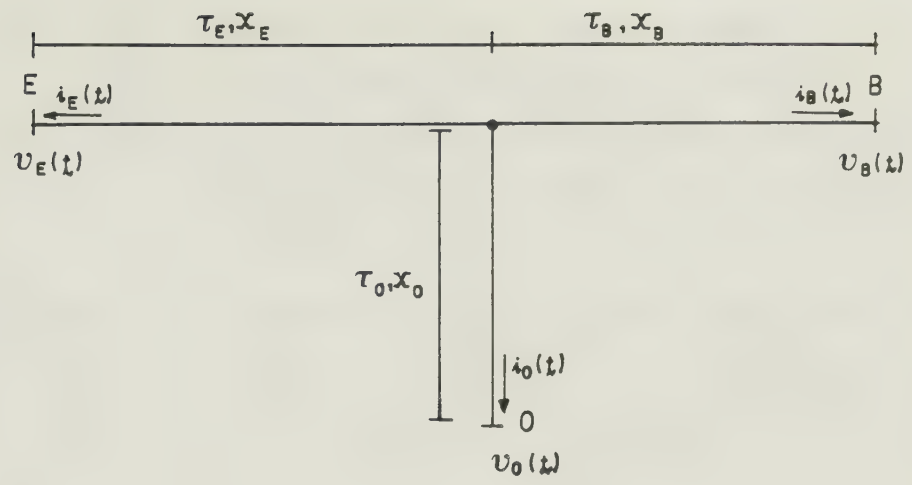


FIGURE I.3

Désormais Σ sera nommé SIGNAL DIFFERENTIEL. Pour le modèle complet, le signal différentiel s'écrit (si nous choisissons l'équation (I.12.a)) :

$$\Sigma(t) = b_B(t) - \left[a_2(t) * f_B(t) + a_1(t) * f_E(t)\right]$$

ou encore (d'après l'équation I.10) :

$$\Sigma(t) = \left(\frac{V_B(t)}{R_c} + i_B(t)\right) - \left[a_2(t) * \left(\frac{V_B(t)}{R_c} - i_B(t)\right) + a_1(t) * \left(\frac{V_E(t)}{R_c} - i_E(t)\right)\right] \quad (I.19)$$

L'utilisation de ce modèle est conditionnée à l'évaluation de $a_1(t)$ et $a_2(t)$.

I.3 - APPLICATION DE CE PRINCIPE DANS DES LIGNES TRIPHASEES DE TRANSPORT D'ENERGIE

Dans le cas d'une ligne à n conducteurs, nous pouvons écrire les équations de propagation, semblables à (I.3) et (I.4) :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left[v\right] = -\left[R\right].\left[i\right] - \left[L\right].\frac{\partial}{\partial t}\left[i\right] \quad (I.20.a)$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\left[i\right] = -\left[G\right].\left[v\right] - \left[C\right].\frac{\partial}{\partial t}\left[v\right] \quad (I.20.b)$$

avec : $[V]$ = vecteur formé par les n tensions de phase

$[i]$ = vecteur formé par les n courants de phase

$[R]$, $[L]$, $[C]$, $[G]$ = matrices n x n formées par les grandes linéïques de la ligne. Le procédé pour leur calcul est donné dans l'annexe B.

En prenant la transformée de Fourier des équations précédentes, on obtient :

$$\frac{\partial}{\partial x}[V] = -\left[[R] + jw[L]\right].[I] = -[Z].[I] \qquad \text{(I.21.a)}$$

$$\frac{\partial}{\partial x}[I] = -jw[C].[V] = -[Y].[V] \qquad \text{(I.21.b)}$$

Les équations qui définissent la propagation des ondes de courant et de tension peuvent alors être écrites à partir de (I.15) et (I.16) :

$$\frac{\partial^2 [V]}{\partial x^2} = [Z].[Y].[V] \qquad \text{(I.22.a)}$$

$$\frac{\partial^2 [I]}{\partial x^2} = [Y].[Z].[I] \qquad \text{(I.22.b)}$$

L'analyse qualitative de ces deux dernières équations devient difficile puisqu'on a affaire à des termes mutuels dans les matrices. On peut contourner le problème, par la diagonalisation des matrices $[Z].[Y]$ et $[Y].[Z]$. La diagonalisation de ces matrices et l'interprétation des résultats fait l'objet de la Théorie des Modes de Propagation, décrite plus en détail dans l'annexe C.

L'application de cette théorie à une ligne triphasée conduit à la décomposition des équations (I.22) en trois modes : Homopolaire, Bifilaire et Interfil. Les modes aériens, peu influencés par le sol, ont des vitesses de propagation voisines de celle de la lumière et s'amortissent peu. Le mode homopolaire par contre dépend fortement des caractéristiques du sol, ce qui fait qu'il subit un fort amortissement au cours de la propagation, surtout pour les hautes fréquences. Sa vitesse en basse fréquence diffère nettement de celle des modes aériens, et les rejoint peu à peu lorsque la fréquence augmente (voir figures C.1 et C.2).

Pour le modèle de ligne sans distortion, le principe d'une P.D.O. peut alors être appliqué à l'aide de la théorie des modes de propagation, de la manière suivante :

- prélèvement des tensions et courants de phase au poste E à l'instant t et au poste B aux instants $t - \tau^{(I)}$, $t - \tau^{(B)}$, $t - \tau^{(H)}$, (I, B et H sont les modes de propagation).

- transformation des tensions et courants de phase en mode :

$$\left[v_M\right] = \left[T\right]^{-1} . \left[v\right]$$

$$\left[i_M\right] = \left[C\right]^{-1} . \left[i\right]$$

- application de l'expression suivante à chaque mode (i) :

$$\Sigma^{(i)}(t) = e^{-\alpha^{(i)}} . 1 . \left[\frac{v_B^{(i)}(t - \tau^{(i)})}{R_c^{(i)}} - i_B^{(i)}(t - \tau^{(i)})\right] - \left[\frac{v_E^{(i)}(t)}{R_c^{(i)}} + i_E^{(i)}(t)\right] \qquad (I.23)$$

où $\Sigma^{(i)}$ est la composante modale (i) du courant de défaut. On appelle $\left[\Sigma_M\right]$ le vecteur formé par ces composantes modales.

- Transformation de $\left[\Sigma_M\right]$ de mode en phase :

$$\left[i_{DEF}\right] = \left[C\right] . \left[\Sigma_M\right]$$

- Si $\left| i_{DEF_{(j)}} \right| > 0$ il y a un défaut sur la phase j

  $\left| i_{DEF_{(j)}} \right| = 0$ il n'y a pas de défaut sur la phase j

Le même processus s'applique aussi à une ligne avec piquage, en utilisant pour chaque mode l'expression (I.18) à la place de (I.23).

Pour une ligne à 2 ternes, on aurait six modes à traiter au lieu de trois.

Le modèle complet pour une ligne triphasée sera traité plus en détail au chapitre III.

1.4 - PROBLEMES THEORIQUES ET TECHNIQUES SOUS-JACENTS

La mise en œuvre du principe proposé ci-dessus, basé sur le modèle sans distortion, se heurte à certains problèmes théoriques et techniques dont il faut tenir compte :

a) La correction de Carson (annexe B) considère le sol comme étant plan et homogène, ce qui n'est qu'une approximation dans le meilleur des cas. Par conséquent, les caractéristiques homopolaires sont souvent mal définies.

b) La présence de différents temps de propagation de chaque mode impose qu'on échantillonne à des instants différents dans le poste E, d'où une complexité accrue du matériel.

c) L'algorithme, tel qu'il est présenté dans l'équation (I.23), est assez complexe et consomme beaucoup de temps de calcul. La fréquence d'échantillonnage doit alors être limitée, ou bien l'algorithme doit être simplifié. Une troisième possibilité consisterait à avoir une unité de calcul très performante.

d) Les différences entre le modèle de ligne sans distortion et la ligne réelle entraînent que le signal différentiel Σ n'est pas nul même quand la ligne est saine, d'où le besoin d'établir un seuil de fonctionnement pour la protection.

e) La nécessité évidente de standardiser la protection impose qu'elle soit indépendante de la ligne à protéger, si bien que les paramètres de ligne doivent être ajustables, la fréquence d'échantillonnage étant constante.

f) Les paramètres linéïques (et par conséquent tous les paramètres de propagation) varient avec la fréquence, en particulier à cause de l'effet de peau et de la propagation dans le sol. Il faut donc vérifier cette influence sur les résultats. En outre, même à une fréquence donnée, des incertitudes demeurent sur la valeur exacte de ces paramètres. Par conséquent, l'incidence de telles incertitudes sur le fonctionnement de la P.D.O. doit être cernée.

g) Les moyens de communication entre postes doivent être très fiables, et en particulier, ils doivent pouvoir assurer la synchronisation des échantillons entre les deux extrémités.

On regardera par la suite les différents degrés de simplification introduits dans le principe de la P.D.O., proposé au Sous-Chapitre précédent. On tiendra compte des trois premiers problèmes soulevés ci-dessus pour établir trois méthodes qui seront approfondies par la suite.

I.5 - DESCRIPTION DES METHODES

I.5.1 - Méthode de TAKAGI - MODE [5]

Cette méthode reprend le principe basé sur le modèle sans distortion exposé au sous-chapitre I.3. Elle ne résoud pas le problème a), et ne contribue pas à la résolution des problèmes b) et c) vue sa complexité.

Elle servira comme terme de comparaison avec les deux autres méthodes lors des essais sur des modèles numériques, (qui utilisent le même modèle de ligne) de façon à apprécier l'influence des simplifications apportées par celles-ci.

I.5.2 - Méthode d'ESCLANGON [7]

On s'affranchit ici des problèmes a), b) et c) pour des lignes en nappe horizontale. On sait que dans ce cas, les matrices de passage $[T]$ et $[C]$ s'approchent de la matrice de Clarke (C. 16) [7] . On peut donc, avec une bonne approximation, utiliser la matrice de Clarke pour les tensions et courants.

Cette simplification permet de remplacer les multiplications par des additions, comme le montre l'équation (I.24) ci-après, ce qui épargne beaucoup de temps de calcul.

Les temps de propagation des modes aériens sont très voisins, donc on les considèrera égaux. L'amortissement sera négligé.

En plus, on ne se servira pas du mode homopolaire pour détecter la phase en défaut.

A partir de ces simplifications, une expression matricielle issue de (I.23) pourra être écrite : (I et B associés à Σ sont les indices pour les modes Interfil et Biphilaire)

$$\begin{bmatrix} \Sigma^{(B)} \\ \Sigma^{(I)} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 1/R_c^{(B)} & 0 \\ 0 & 1/R_c^{(I)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{B0}\,(t-\tau) \\ V_{B4}\,(t-\tau) \\ V_{B8}\,(t-\tau) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{B0}\,(t-\tau) \\ i_{B4}\,(t-\tau) \\ i_{B8}\,(t-\tau) \end{bmatrix} \right\} -$$

$$-\left\{ \begin{bmatrix} 1/R_c^{(B)} & 0 \\ 0 & 1/R_c^{(I)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{E0}(t) \\ V_{E4}(t) \\ V_{E8}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{E0}(t) \\ i_{E4}(t) \\ i_{E8}(t) \end{bmatrix} \right\} \quad \text{(I.24)}$$

Les indices 0, 4 et 8, (indices horaires) traduisent l'emplacement relatif des 3 courants de phase dans le diagramme de Fresnel.

Si on forme trois quantités Q :

$$Q_0 = \frac{1}{2}(\Sigma^{(I)} - \Sigma^{(B)}) \quad \text{(I.25.a)}$$

$$Q_4 = \Sigma^{(B)} \quad \text{(I.25.b)}$$

$$Q_8 = \frac{1}{2}(\Sigma^{(I)} + \Sigma^{(B)}) \quad \text{(I.25.c)}$$

On s'aperçoit qu'en cas d'un défaut monophasé quelconque, l'une de ces trois grandeurs reste égale à zéro, selon la phase en défaut. On peut donc effectuer la sélection de phase pour des défauts monophasés grâce à la connaissance de $\Sigma^{(B)}$ et $\Sigma^{(I)}$ (donc, moins de données à transmettre). Le tableau I.1 ci-dessous résume cette conclusion.

		Q_0	Q_4	Q_8
DEFAUT MONOPHASE	PHASE 0	0	$\neq 0$	$\neq 0$
	PHASE 4	$\neq 0$	0	$\neq 0$
	PHASE 8	$\neq 0$	$\neq 0$	0
DEFAUT POLYPHASE		$\neq 0$	$\neq 0$	$\neq 0$

TABLEAU I.1

Si la ligne n'est pas en nappe horizontale les modes naturels peuvent être très différents des modes de Clarke, si bien que la méthode d'Esclangon peut être, dans ce cas, sensible au problème a).

I.5.3 - Méthode de TAKAGI - PHASE [12] , [17]

De nettes simplifications du modèle de ligne proposé au paragraphe I.3 permettent de contourner les problèmes b) et c).

D'abord, on calcule le signal différentiel directement en phase, sans passer en mode. Ceci correspond à négliger l'influence des impédances mutuelles entre phases.

Les vitesses de propagation et les impédances caractéristiques sont les mêmes pour les trois phases et sont égales à celle du mode bifilaire à 50 Hz. Enfin on néglige l'amortissement. L'équation suivante peut alors être écrite :

$$\begin{bmatrix} I_{DEF}^{(0)} \\ I_{DEF}^{(4)} \\ I_{DEF}^{(8)} \end{bmatrix} = \left\{ \frac{1}{R_c} \cdot \begin{bmatrix} V_B^{(0)}(t-\tau) \\ V_B^{(4)}(t-\tau) \\ V_B^{(8)}(t-\tau) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_B^{(0)}(t-\tau) \\ i_B^{(4)}(t-\tau) \\ i_B^{(8)}(t-\tau) \end{bmatrix} \right\} - \left\{ \frac{1}{R_c} \cdot \begin{bmatrix} V_E^{(0)}(t) \\ V_E^{(4)}(t) \\ V_E^{(8)}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_E^{(0)}(t) \\ i_E^{(4)}(t) \\ i_E^{(8)}(t) \end{bmatrix} \right\} \quad \text{(I.26)}$$

Cet algorithme assez simple permet de calculer directement en phase le courant de défaut. Reste à savoir si les résultats sont fiables.

I.6 - REMARQUES SUPPLEMENTAIRES

Il reste quatre problèmes à prendre en compte, auxquels les trois méthodes exposées ci-dessus demeurent sensibles.

Le problème e) pourra être résolu par interpolation entre deux échantillons successifs. Le problème b) est, par conséquent, lui aussi résolu.

L'établissement du seuil, l'influence de la dépendance des paramètres avec la fréquence et l'incertitude sur la valeur de ces paramètres, feront l'objet des études des deux prochains chapitres (problème f).

En ce qui concerne le problème g), des études sont menées à l'heure actuelle à l'EDF en vue de le maîtriser.

CHAPITRE II - ESSAIS SUR DES MODELES NUMERIQUES

II.1 - INTRODUCTION

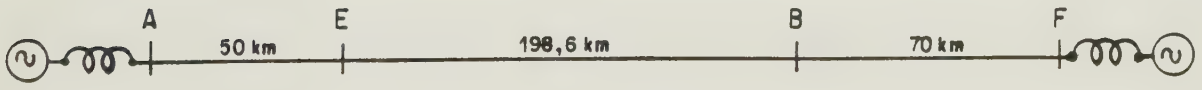
Ce chapitre présente les résultats et conclusions des essais du principe de la P.D.O. sur un simulateur numérique des régimes transitoires des réseaux électriques [18] . On étudie d'abord la méthode de Takagi-mode, en analysant l'influence isolée de chacune des simplifications apportées par les autres méthodes, ainsi que l'incidence des incertitudes des paramètres sur les résultats.

Les méthodes Esclangon et Takagi-Phase sont ensuite étudiées pour plusieurs types de défauts internes, et pour les défauts externes les plus contraignants, c'est-à-dire, les défauts sur les jeux de barres.

Finalement on étend l'étude aux lignes avec piquage et aux lignes doubles.

Le réseau utilisé au cours de la simulation est celui de la figure II.1 ci-dessous. Les caractéristiques de la ligne Saint Vulbas - Tricastin sont utilisées pour tous les tronçons. Les protections différentielles simulées sont supposées installées aux points B et E.

Les programmes FORTRAN simulant ces méthodes se trouvent en annexe E.

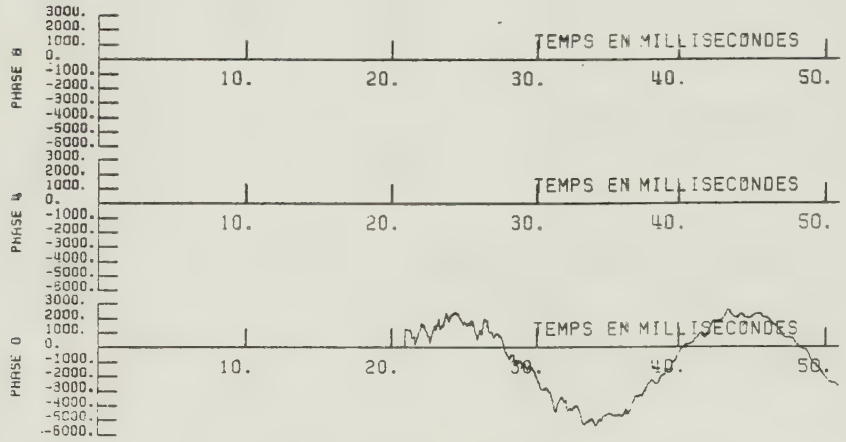


Réseau équivalent général

FIGURE II.1

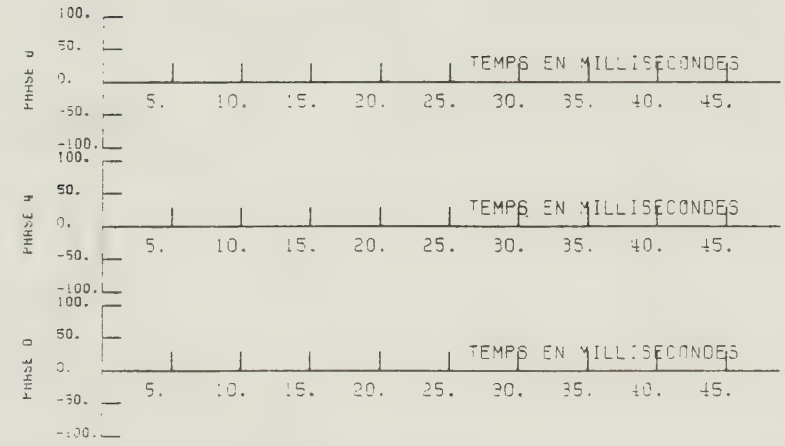
II.2 - METHODE DE TAKAGI-MODE

La figure II.2 montre le signal différentiel Σ en ampères pour un défaut aux bornes aval des réducteurs de mesure du poste E et débutant à t = 20 ms. On remarque que les courants des phases saines ne sont pratiquement pas influencés par le défaut. De même, la méthode de Takagi-mode est insensible aux défauts extérieurs à la ligne comme l'atteste la figure II.3 qui correspond à un défaut à la terre affectant la phase 0 du jeu de barres à t = 20 ms.



Défaut monophasé interne

FIGURE II.2

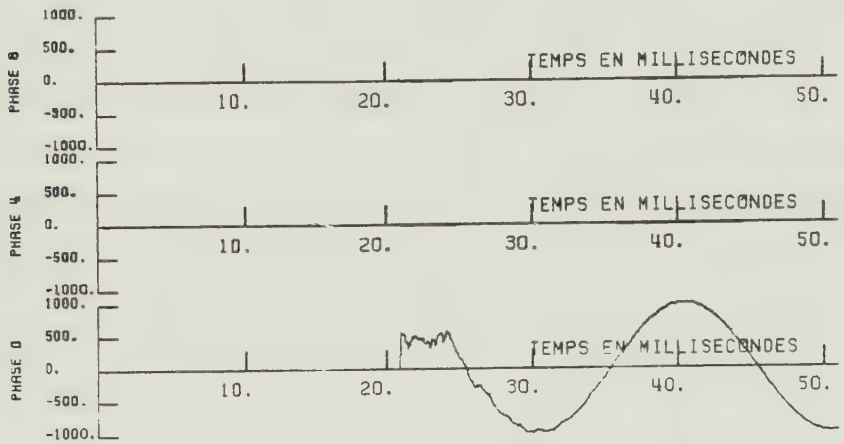


Défaut externe

FIGURE II.3

II.2.1 - Influence des défauts résistants

Du fait de l'insensibilité des phases saines à un défaut quelconque, la méthode assure un déclenchement correct de la ligne protégée, même pour des défauts très résistants. La figure II.4, qui représente la simulation d'un défaut d'une résistance de 300 Ω, illustre ce fait. En conséquence, il est possible de fixer un seuil de déclenchement très bas.



Défaut résistif - R_D = 300 OHMS

FIGURE II.4

La figure II.5 montre l'évolution du niveau des crêtes du signal différentiel de la phase défaillante avec la résistance du défaut.

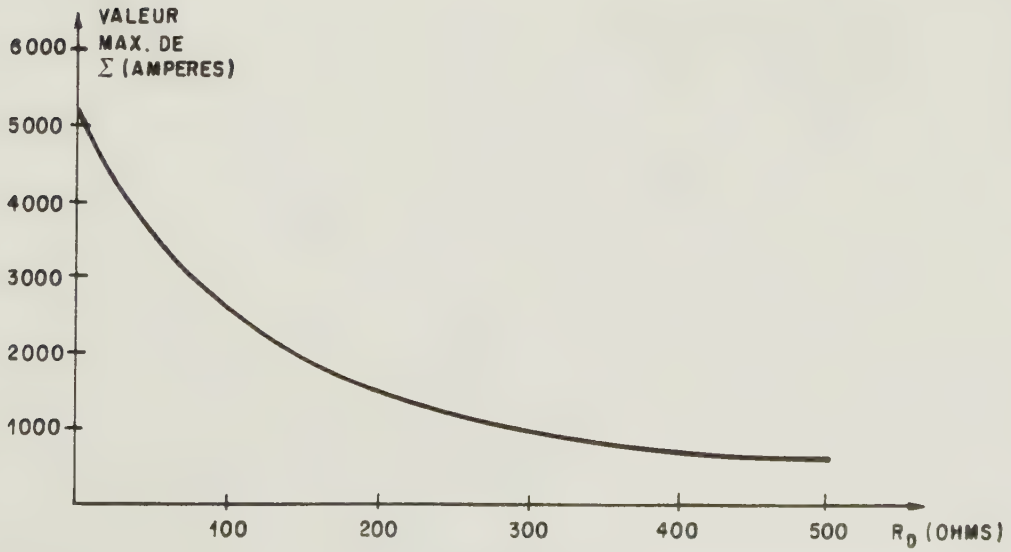
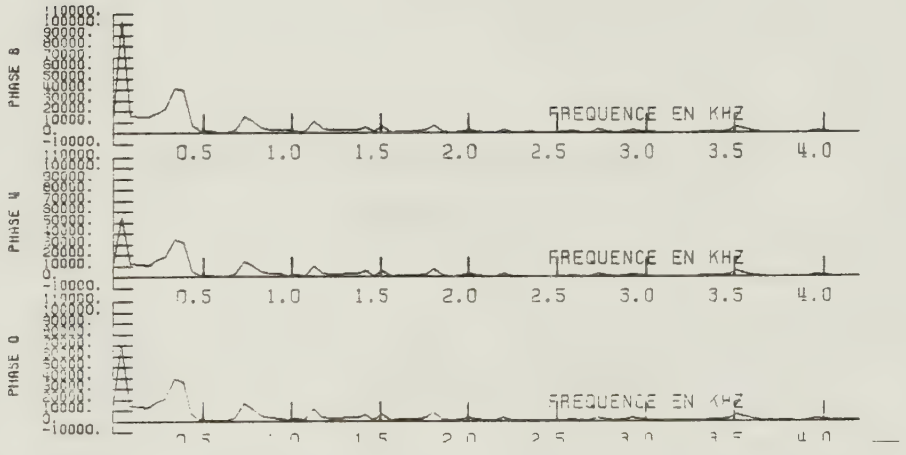


FIGURE II.5

II.2.2 - Influence des simplifications sur R_c

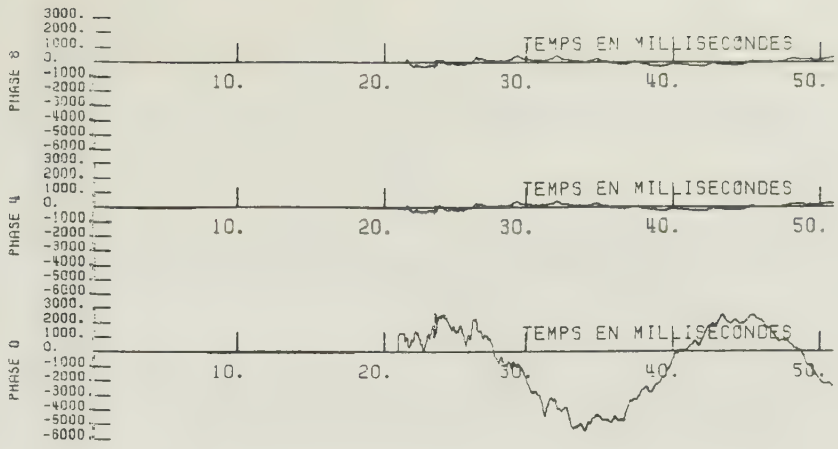
Ce paragraphe analyse l'effet, sur le signal différentiel, des simplifications apportées à l'expression de l'impédance caractéristique de la ligne. Les trois impédances caractéristiques modales sont ramenées successivement aux valeurs $R_c^{(I)}$, $R_c^{(B)}$ et $R_c^{(H)}$.

La comparaison entre les figures II.2 et II.7, II.3 et II.8, met en évidence cette influence. Le signal différentiel avant défaut n'est plus nul, étant plus ou moins important selon la simplification sur R_c. Néanmoins durant un défaut, qu'il soit interne ou externe à la ligne, le signal différentiel monte aux alentours de 500 A dans les phases saines, indépendamment de la simplification apportée. Il reste donc très facile à distinguer la phase affectée. La figure II.6 illustre l'analyse spectrale de la figure II.8.b, pendant un cycle après l'apparition du défaut externe. Le signal à 50 Hz prédomine sur les hautes fréquences.



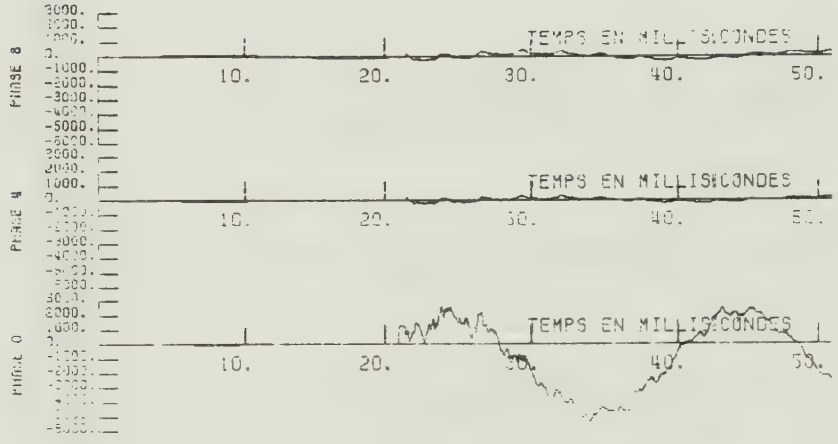
Spectre - R_c ramenée à $R_c^{(B)}$

FIGURE II.6



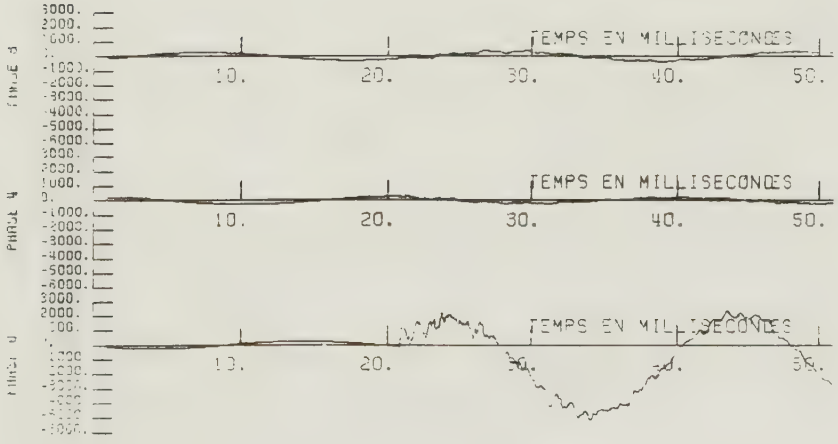
Impédances caractéristiques ramenées à $R_c^{(I)}$

FIGURE II.7. a



Impédances caratéristiques ramenées à $R_c^{(B)}$

FIGURE II.7.b

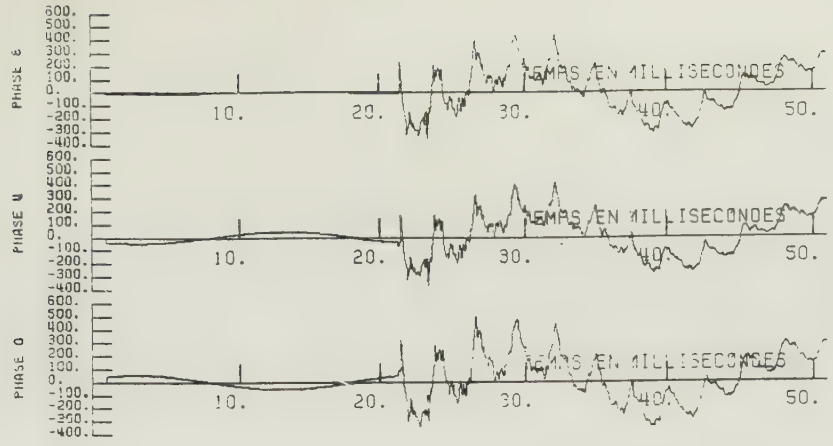


Impédances caractéristiques ramenées à $R_C^{(H)}$

FIGURE II.7.c

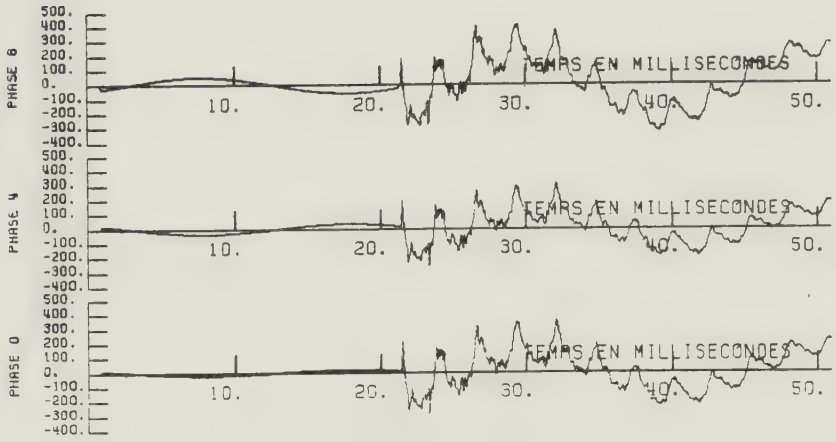
DEFAUT INTERNE

FIGURE II.7



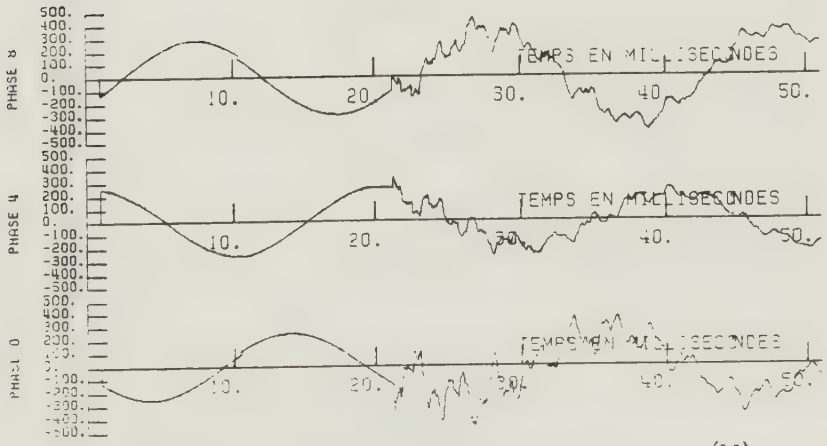
Impédances caractéristiques ramenées à $R_C^{(I)}$

FIGURE II.8.a



Impédances caractéristiques ramenées à $R_C^{(B)}$

FIGURE II.8.b



Impédances caractéristiques ramenées à $R_C^{(H)}$

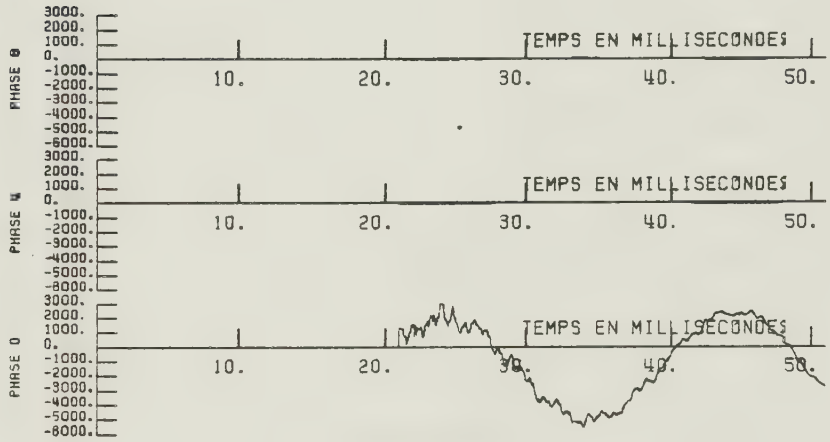
FIGURE II.8.c

Défaut externe

FIGURE II.8

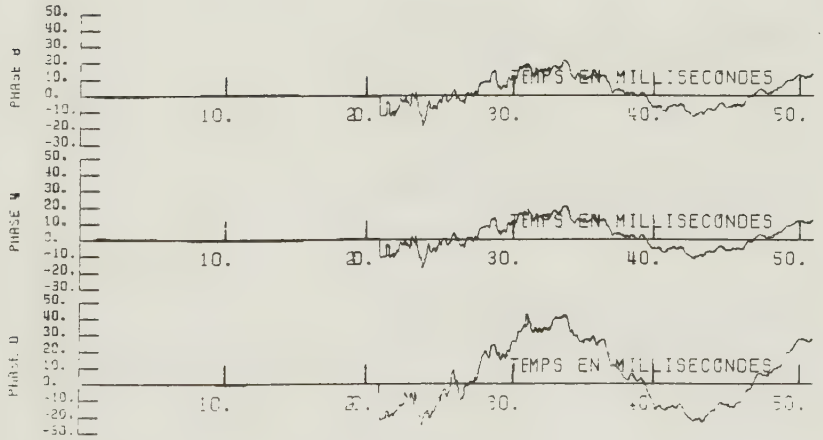
II.2.3 - Influence des simplifications sur le facteur d'amortissement

Le fait de négliger le facteur d'amortissement n'entraîne qu'une légère augmentation du signal différentiel sur les phases saines, d'environ 50 A (figure II.9). Il s'agit donc d'une simplification très raisonnable.



Défaut interne

FIGURE II.9.a



Défaut Externe

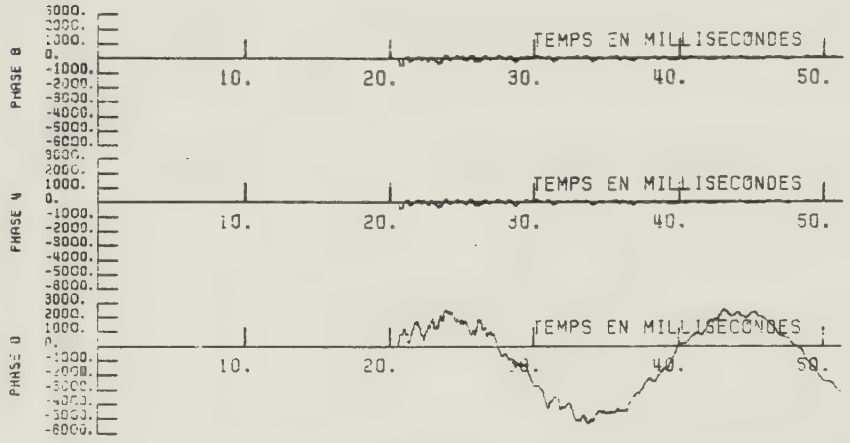
FIGURE II.9 b

Simplification sur le facteur d'amortissement

FIGURE II.9

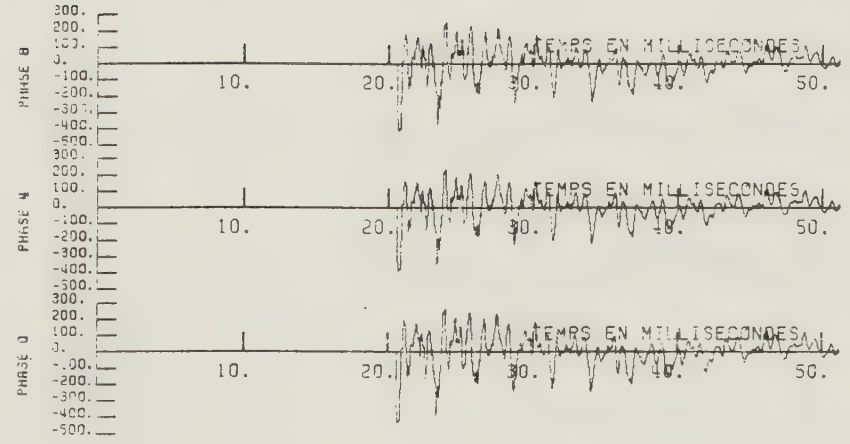
II.2.4 - Influence des simplifications sur le temps de propagation

Lorsque nous ramenons à $\tau^{(B)}$ le temps de propagation des trois modes, le signal différentiel sur les phases saines au cours d'un défaut se compose essentiellement de hautes fréquences assez importantes, la composante fondamentale n'étant pas très énergétique (figures II.10 et II.11)



Défaut interne

Figure II.10.a

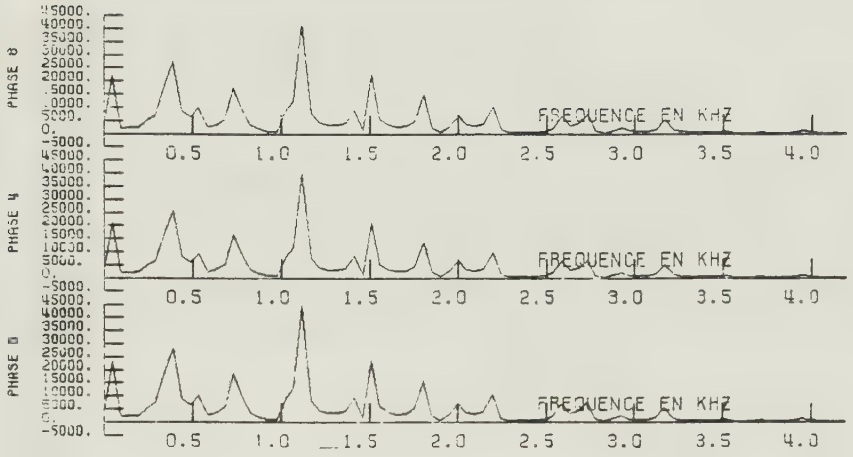


Défaut externe

FIGURE II.10.b

Simplification sur τ

FIGURE II.10.

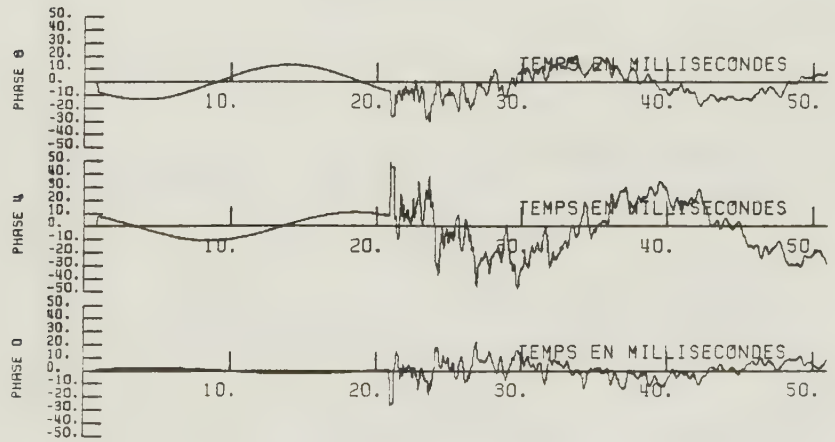


spectre - ramené à $\tau^{(B)}$

FIGURE II.11

II.2.5 - Influence des simplifications sur la matrice de passage

L'utilisation de la matrice de Clarke, à la place de la matrice de passage aux modes naturels (annexe C), n'entraîne pas une augmentation appréciable du signal différentiel (figure II.12).



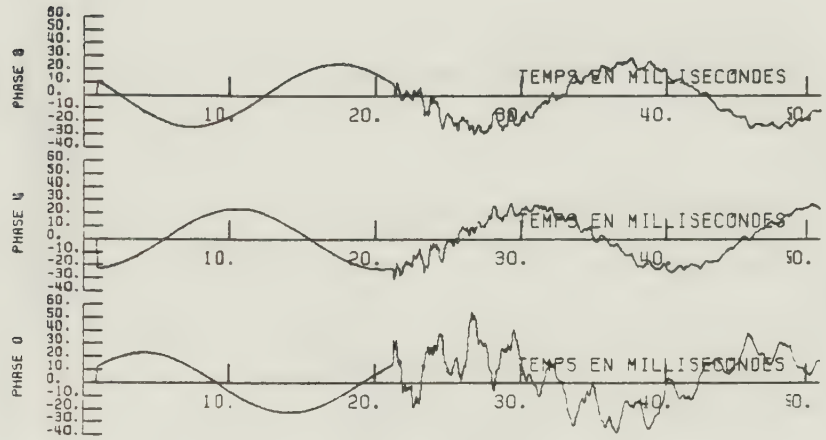
simplification sur la matrice de passage

FIGURE II.12

II.2.6 - Incertitudes sur les paramètres de ligne

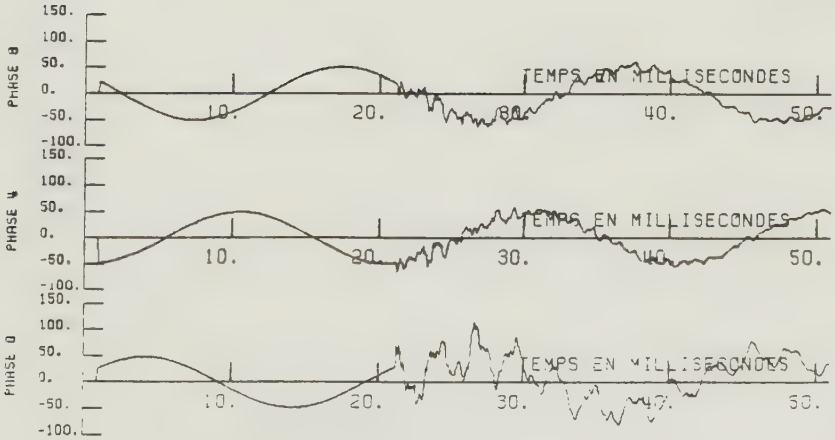
Des études ont été effectuées pour cerner l'influence sur le signal différentiel d'erreurs sur la connaissance des paramètres linéïque de la ligne.

La figure II.13 montre l'effet d'erreurs de 5 % et 10 % sur la connaissance de l'impédance caractéristique R_c, dans le cas d'un défaut 0 - N situé hors de la zone protégée ; l'augmentation résultante du signal différentiel est tout à fait acceptable et montre que les incertitudes sur R_c ne sont pas critiques.



Erreur de 5 % sur R_c

FIGURE II.13.a



Erreur de 10 % sur R_c

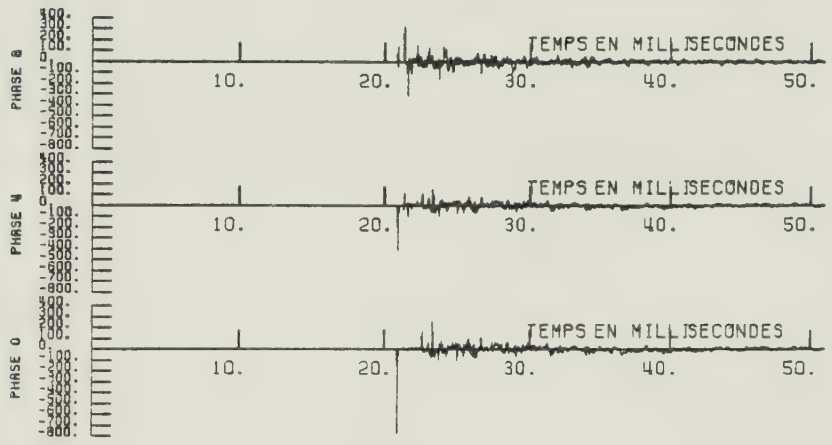
FIGURE II.13.b

Défaut externe

FIGURE II.13

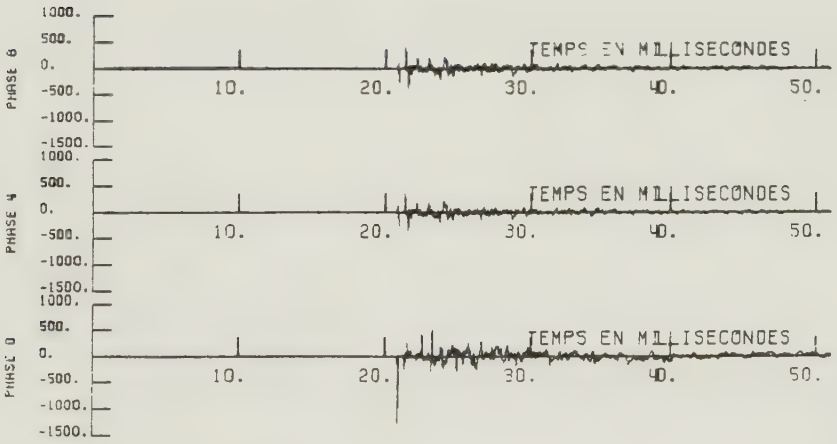
Par contre dans les mêmes conditions de défaut, les incertitudes sur le temps de propagation τ s'avèrent très critiques (figure II.14).

Des pics assez importants porteurs de peu d'énergie, apparaissent dans le signal différentiel. Dans les spectres de fréquence correspondant (figure II.15) à 5 % et 10 % d'erreur, on peut remarquer la prédominance des hautes fréquences.



Erreur de 5 % sur τ

FIGURE II.14. a

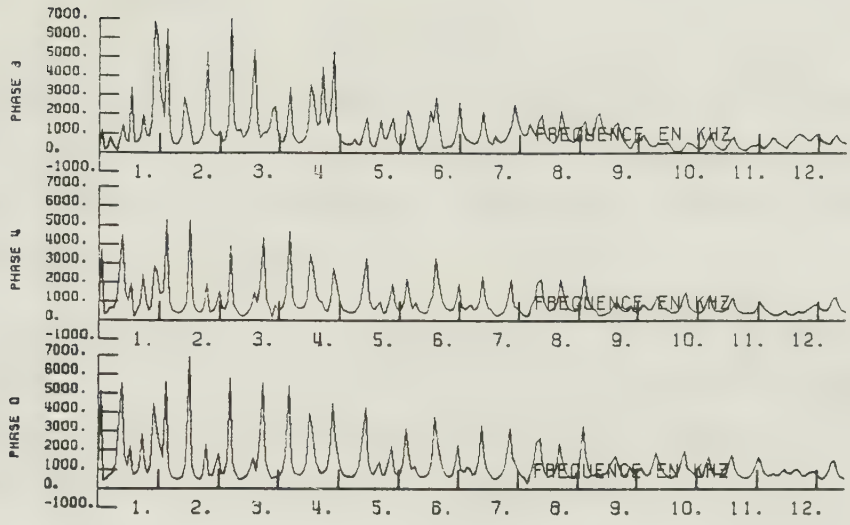


Erreur de 10 % sur τ

FIGURE II.14.b

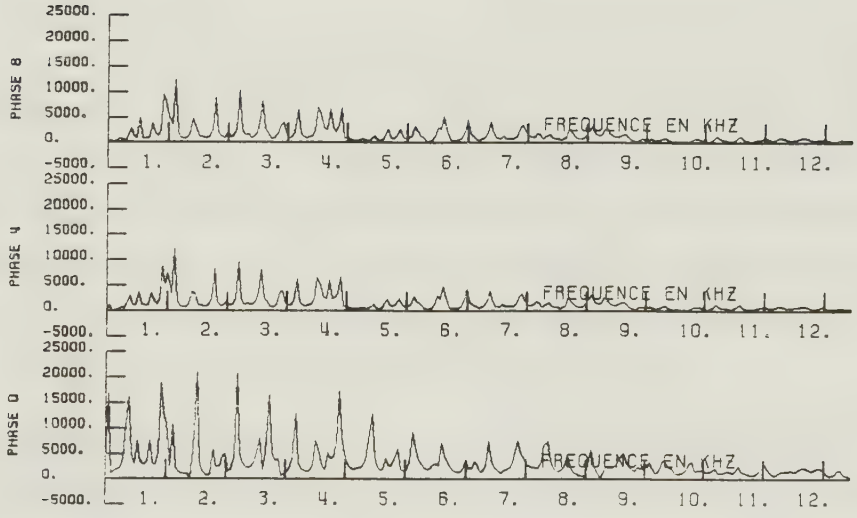
Défaut externe

FIGURE II.14



Spectre - 5 % d'erreur sur τ

FIGURE II.15.a



Spectre - 10 % d'erreur sur τ

FIGURE II.15.b

II.2.7 - Conclusions

On peut observer que chacune des simplifications entraîne en général une augmentation de la composante à 50 Hz du signal différentiel pendant les défauts, notamment pour ce qui concerne l'impédance caractéristique. Des composantes à haute fréquence non négligeables apparaissent essentiellement du fait des simplifications sur R_c et τ.

En général, de telles simplifications imposent un seuil de déclenchement assez important, ce qui amène à limiter la résistance maximale de défaut détectable. Les incertitudes sur les paramètres de ligne, notamment sur τ, pourraient gêner l'utilisation de la méthode de Takagi-mode.

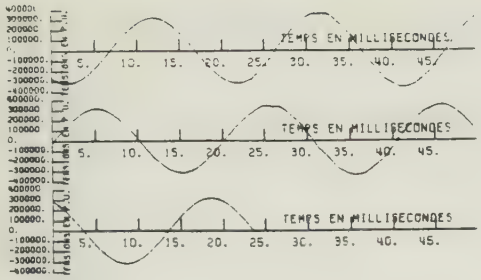
II.3 - METHODES SIMPLIFIEES

Ce sous-chapitre est consacré à l'étude du comportement des méthodes simplifiées d'Esclangon et Takagi-Phase vis à vis des principaux types de défaut, (monophasés, biphasés et triphasés).

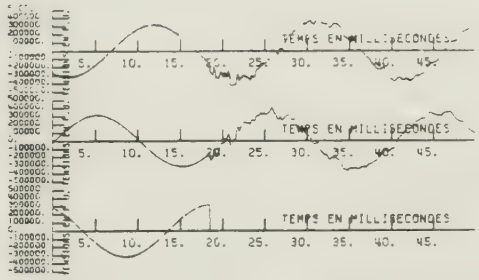
Avant de commencer la simulation des défauts, il faut regarder l'incidence sur les résultats, de l'instant d'apparition d'un court-circuit. Si cet instant coïncide avec un maximum de tension, on note l'apparition des hautes fréquences dans les tensions et courants, et aucun régime apériodique n'est observé. S'il s'agit d'un zéro de tension, il n'y a pratiquement pas de hautes fréquences, mais les courants présentent un fort régime apériodique. On peut constater cela sur la figure II.16, où sont représentés les tensions et courants des postes E et B lors d'un défaut jeux de barres au poste E pour les deux instants concernés.

On doit s'attendre par conséquent, à ce que l'instant d'apparition du défaut affecte les résultats des méthodes simplifiées. La figure II.17 illustre cette influence sur les résultats de la méthode Takagi-phase, la plus affectée, comme on le verra plus loin.

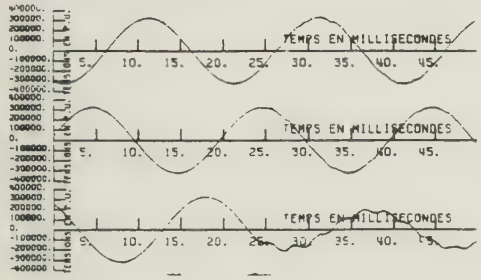
C'est surtout lors d'un défaut sur un maximum de tension que les pics sur les phases saines sont importants, ce qui risquerait de faire déclencher la protection. Aussi, par la suite, prendra-t-on comme instant d'apparition d'un défaut celui d'un maximum de tension, sauf exception.



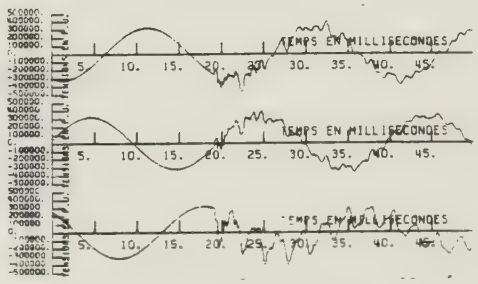
TENSION POSTE E



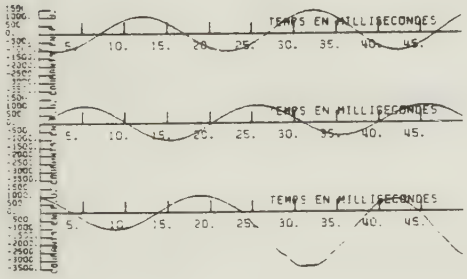
TENSION POSTE E



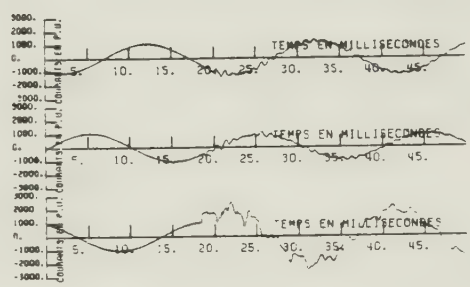
TENSION POSTE B



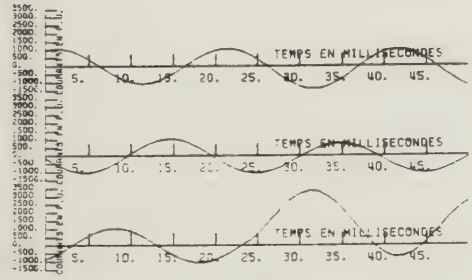
TENSION POSTE B



COURANT POSTE E



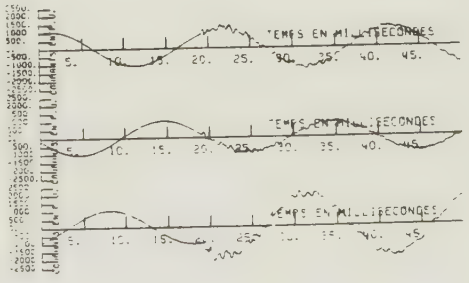
COURANT POSTE E



COURANT POSTE B

Défaut sur un ZERO de Tension

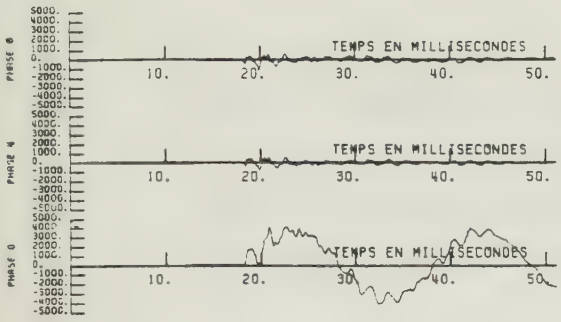
FIGURE II.16.a



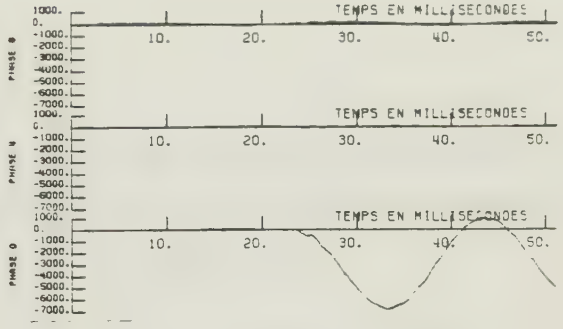
COURANT POSTE B

Défaut sur un MAX de Tension

FIGURE II.16.b



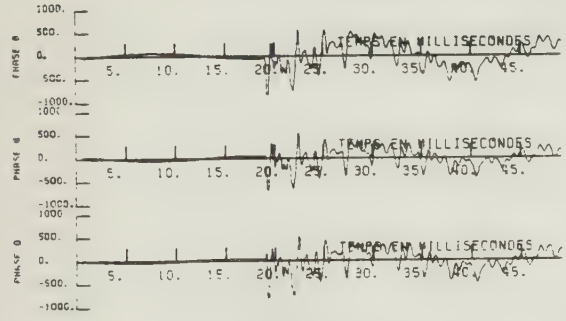
Défaut sur un max de Tension



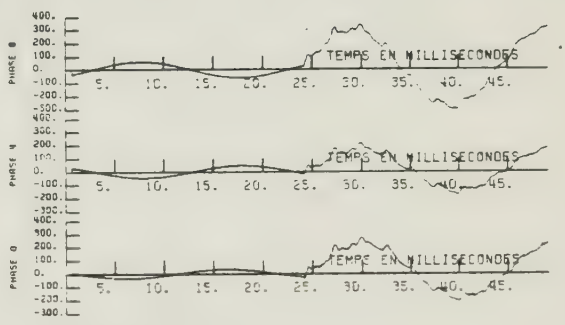
Défaut sur un Zéro de Tension

Défaut interne

FIGURE II.17.a



Défaut sur un max de Tension



Défaut sur un Zéro de Tension

Défaut externe

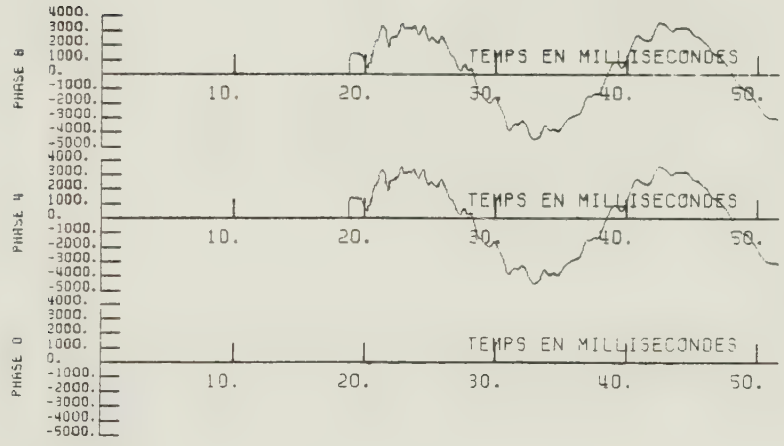
Figure II.17.b

II.3.1 - Méthode d'Esclangon

Le comportement de cet algorithme lors d'un défaut sur la ligne protégée s'avère tout à fait correct (figure II.18). Pour un défaut monophasé, l'augmentation du signal différentiel sur la phase défaillante est négligeable.

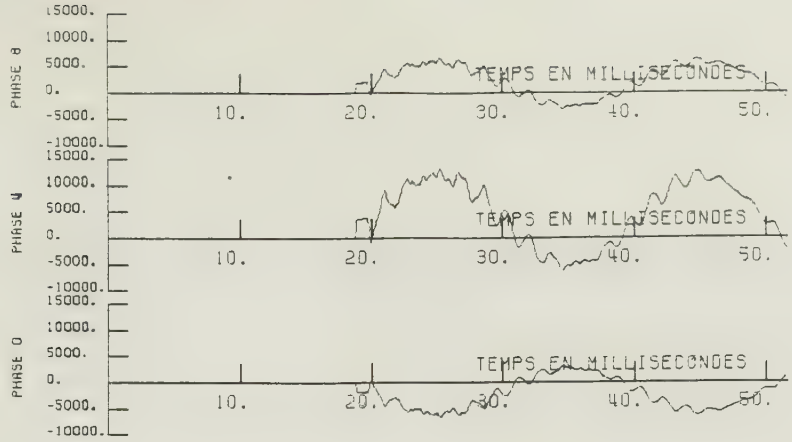
L'amplitude du signal différentiel au cours d'un défaut polyphasé est aussi suffisante pour assurer le déclenchement triphasé de la ligne.

Les courts-circuits hors de la ligne protégée n'entraînent pas une augmentation sensible de Σ (figure II.19). Un seuil de l'ordre de 300 A pourrait alors assurer la mise en route de la protection. Néanmoins, l'éventualité des incertitudes sur les paramètres de propagation milite en faveur d'un relèvement de ce seuil.



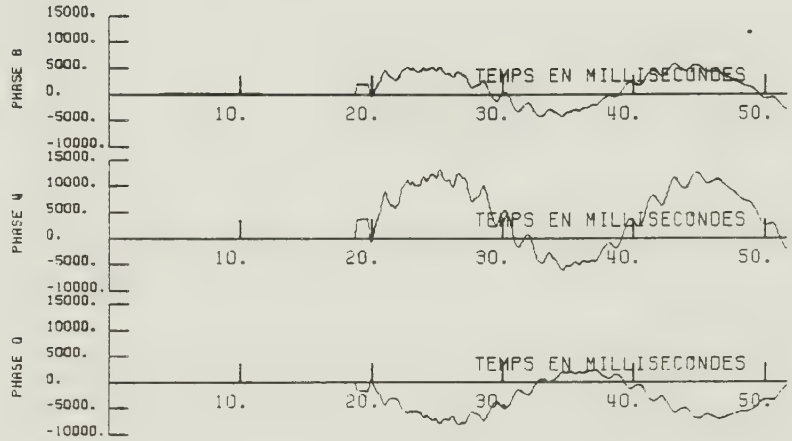
Défaut monophasé - phase 0

Figure II.18.a



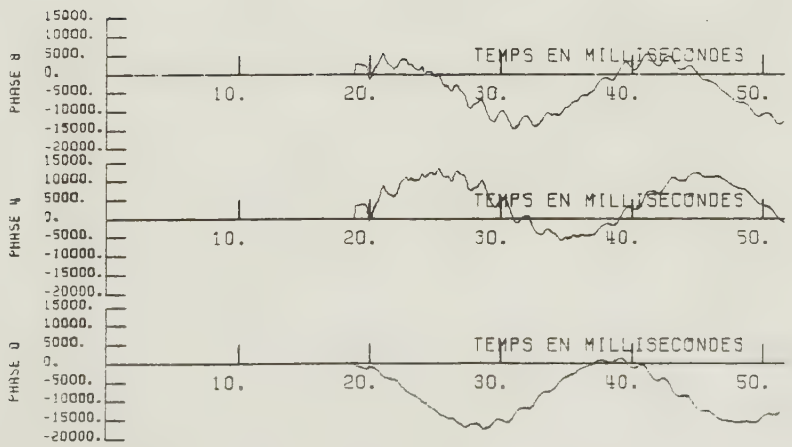
Défaut Biphasé isolé : phases 0 - 8

FIGURE II.18.b



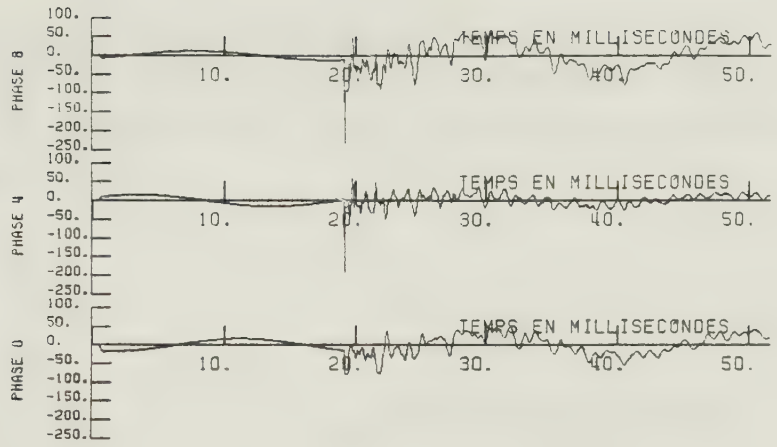
Défaut Biphasé terre phases 0 - 8 - N

Figure II.18.c



Défaut triphasé terre

FIGURE II.18.d



Défaut externe

FIGURE II.19

Cette méthode appelle une remarque relative à ses performances lors des défauts polyphasés.

Considérons par exemple un défaut biphasé 0 - 8. Les signaux différentiels $\Sigma^{(B)}$ et $\Sigma^{(I)}$ (équations I.23 et A.9) vaudront (si l'on néglige l'amortissement) :

$$\Sigma^{(B)}(t + \tau_1) = i_D^{(B)}(t) = i_{D0}(t) = i_{D8}(t) = 2.i_{D0}(t)$$

$$\Sigma^{(I)}(t + \tau_1) = i_D^{(I)}(t) = i_{D0}(t) + i_{D8}(t) = 0$$

avec $i_{D8}(t) = - i_{D0}(t)$

Les grandeurs Q vaudront dans ce cas :

$$Q_0 = - i_{D0}$$

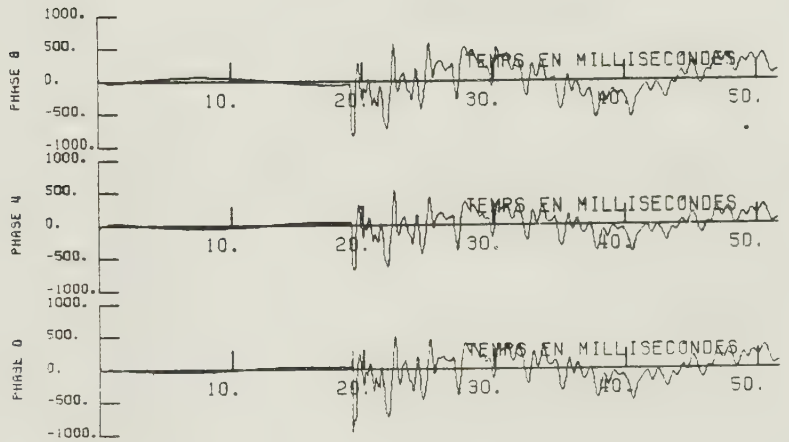
$$Q_4 = 2.i_{D0}$$

$$Q_8 = i_{D0}$$

En suivant le même raisonnement pour un défaut triphasé on aboutit à ce que le module de Q_0, Q_4 et Q_8 vaut $\sqrt{3}$. i_{D0}. Cette remarque explique l'allure des figures II.18.b et II.18.c.

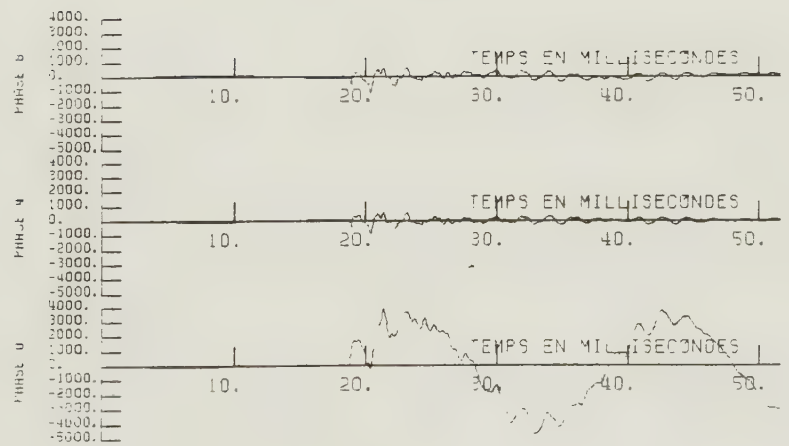
II.3.2 - Méthode de Takagi-phase

La montée du signal différentiel sur les phases saines peut atteindre plus de 1 100 A (défaut monophasé, figure II.21.a) sur les phases saines. Pour un défaut externe (figure II.20) le défaut monophasé est le plus contraignant et ne dépasse pas 1 000 A.



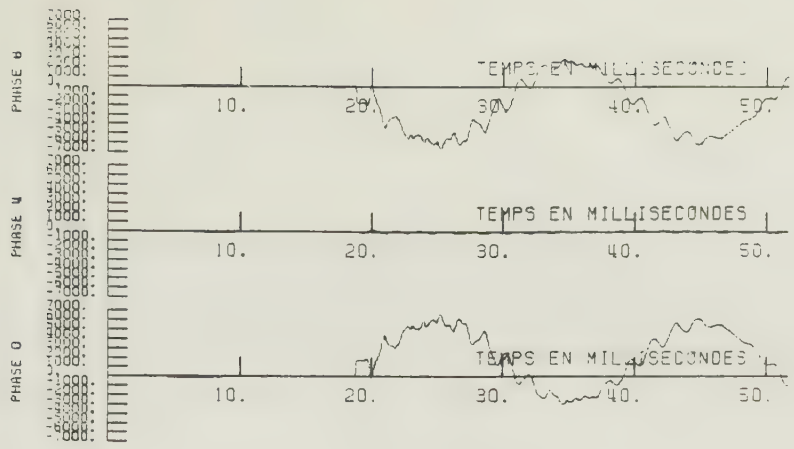
Défaut externe

Figure II.20



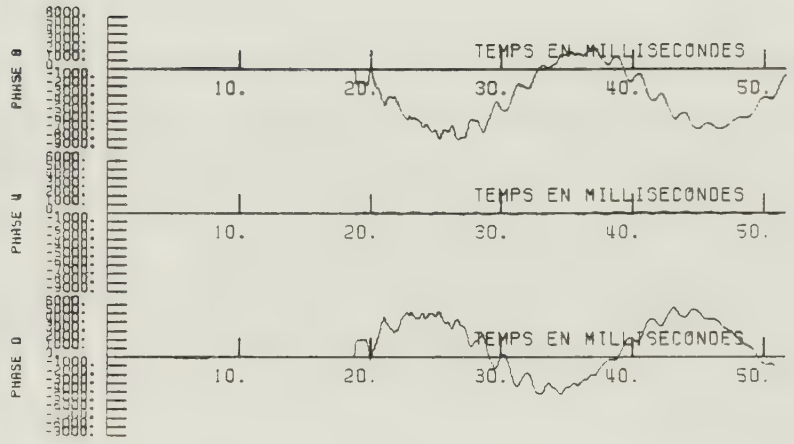
Défaut monophasé phase 0

FIGURE II.21.a



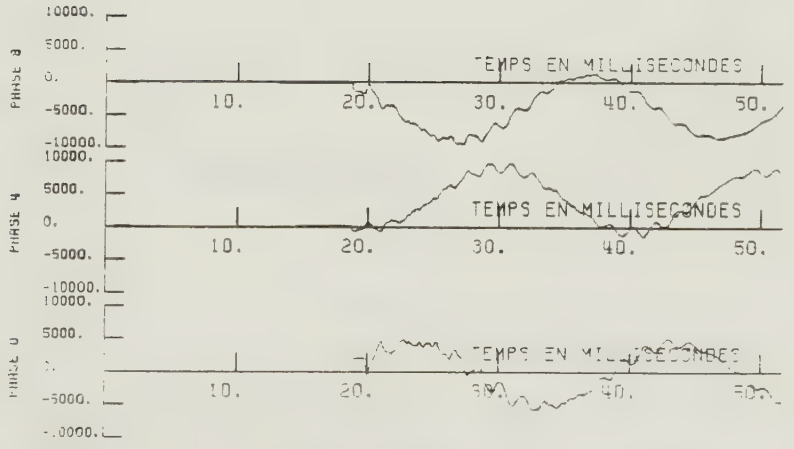
Défaut biphasé isolé : phases 0 - 8

FIGURE II.21.b



Défaut biphasé isolé :phases 0 - 8 - N

FIGURE II.21.c



Défaut triphasé terre

FIGURE II.21.d

II.3.3 - Sensibilité à la proximité des sources

Le courant de court-circuit est lié à la proximité électrique des sources au point de défaut. Il est donc intéressant de regarder l'influence de cette proximité sur la méthode de Takagi-Phase, la plus critique.

Pour cela, on a fait varier l'impédance de la source au poste F (figure II.1) en l'absence du tronçon BF. On a également éloigné cette source du point de court-circuit en paramétrant la longueur du tronçon BF à impédance de source constante.

Les résultats montrent que la montée du signal différentiel lors des défauts externes, ne subit pas de modification significative pour les divers cas de figure étudiés. En cas de défaut monophasé interne, l'amplitude du signal différentiel de la phase en défaut augmente avec la puissance des sources et leur proximité de la ligne protégée ; néanmoins cette amplitude diminue légèrement sur les phases saines, en comparaison aux réseaux moins puissants. On peut résumer ces conclusions sous forme d'une courbe (figure II.22)

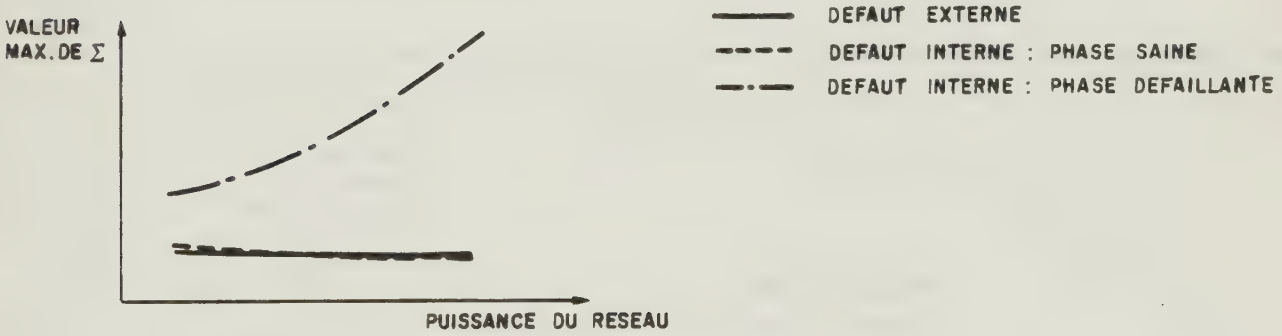


FIGURE II.22

Quand on fait varier la longueur de la ligne protegée, les puissances des sources étant constantes, les valeurs crêtes de Σ se comportent comme écrit dans la figure II.23.

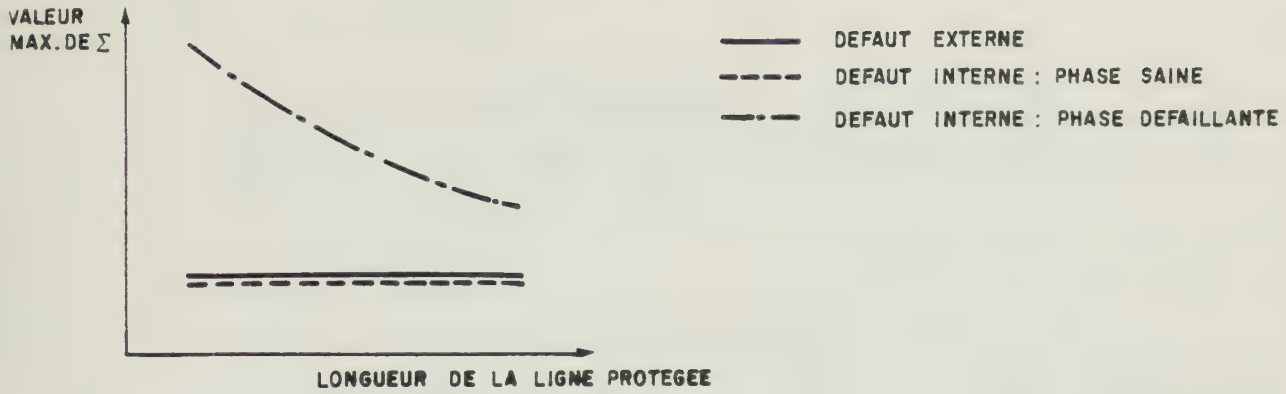


FIGURE II.23

Comme on pourait s'y attendre, augmenter la longueur de la ligne correspond a diminuer la puissance du réseau.

Les valeurs crêtes de Σ des phases non touchées par un défaut sont de l'ordre du millier d'ampères. De ce fait on est amené à limiter la résistance maximale de défaut détectable. La figure II.24 montre la variation des crêtes de Σ en fonction de la résistance du défaut R_D, pour deux réseaux ayant des puissances de court-circuit différentes.

Pour une résistance de défaut supérieure à la centaine d'OHMS, les deux réseaux fournissent des courants de défaut comparables.

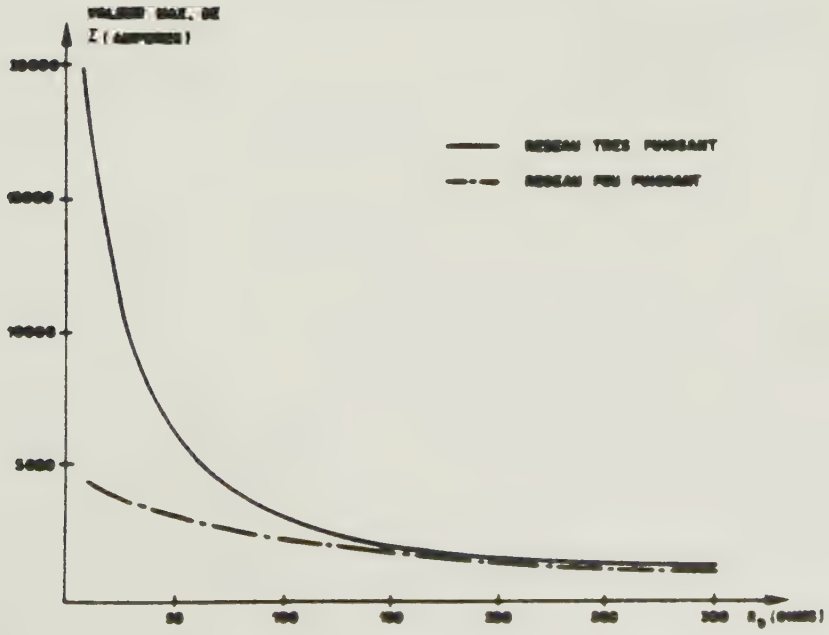
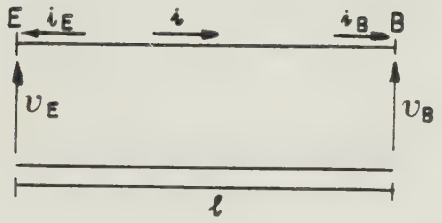


FIGURE II.24

Considérant une marge de sécurité de 1,5 fois ces valeurs, ce qui donne un seuil de 1 500 A, on peut espérer que la P.D.O. détecte de défauts résistifs jusqu'à 200 OHMS environ.

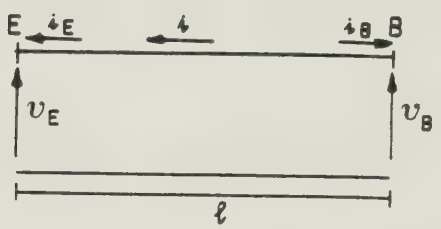
II.3.4 - Inversion et intensité du transit

La P.D.O. n'est pas gênée par une inversion du transit de puissance. La seule influence est que, selon que le transit circule dans l'un ou l'autre sens, le signal différentiel pour l'onde incidente Σ_I (équation I.16) devient celui d'une onde réfléchie Σ_R (équation I.17), comme nous pouvons le voir à partir de la figure II.25.



Transit normal

FIGURE II.25.a



Transit inversé

II.25.b

Rappelons l'équation (I.16), basée sur la figure II.25.a :

$$\Sigma_I\ (t) \quad = \delta \cdot \left[\frac{v_E\ (t - \tau)}{R_c} \; - \; i_E\ (t - \tau) \right] - \left[\frac{v_B\ (t)}{R_c} \; + \; i_B\ (t) \right] \qquad (I.12)$$

L'onde incidente est celle qui se propage dans le même sens du courant. Nous pouvons réécrire (I.16) :

$$\Sigma_I\ (t) \quad = \delta \cdot \left[\frac{v_E\ (t - \tau)}{R_c} \; + \; i\ (0, t - \tau) \right] - \left[\frac{v_B\ (t)}{R_c} \; + i\ (l, t) \right] \qquad (II.1)$$

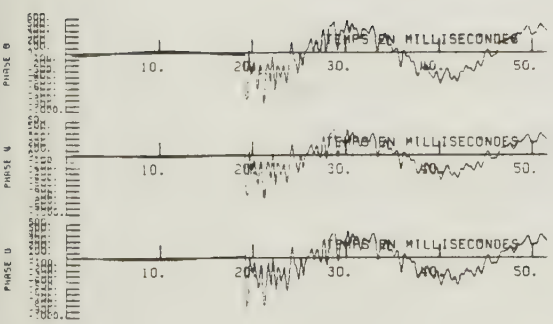
Si le courant est inversé, l'équation (II.1) devient :

$$\Sigma(t) \quad = \delta \cdot \left[\frac{v_E\ (t - \tau)}{R_c} \; - \quad i\ (0, t - \tau) \right] - \left[\frac{v_B\ (t)}{R_c} \; - \; i\ (l, t) \right] \qquad (II.2)$$

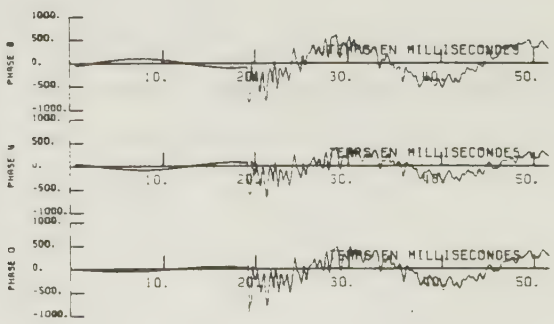
L'équation (II.2) correspond bien à l'onde qui se propage dans le sens opposé au courant, ou onde réfléchie. Ceci est à comparer avec l'équation (I.17) et la figure I.2.

Les simulations faites pour la P.D.O. confirment ce comportement.

Le niveau de puissance transitée n'affecte pas de manière significative le comportement de cette protection. On observe seulement une augmentation de Σ peu importante en régime permanent, quand le transit est fort. Lors d'un défaut, les résultats pour plusieurs puissances sont comparables (figure II.26) transitées.



TRANSIT NUL



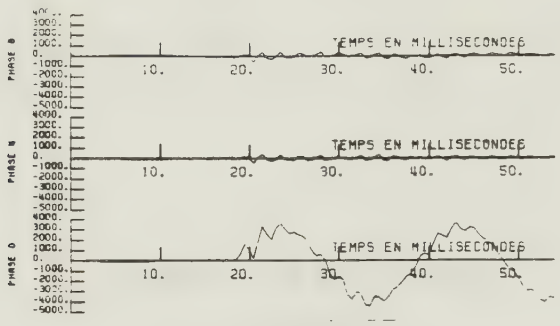
TRANSIT DE 2200 MW

Défaut externe au poste E

FIGURE II.26

II.3.5 - Influence des réducteurs de mesure

Les réducteurs de mesures actuels possèdent des bandes passantes de l'ordre du kHz [23] , [26] . La prise en compte de ce fait joue sur les résultats de la P.D.O., comme nous pouvons voir dans la figure II.27. On a simulé un défaut monophasé sur la phase 0, à comparer avec celui de la figure II.21.a



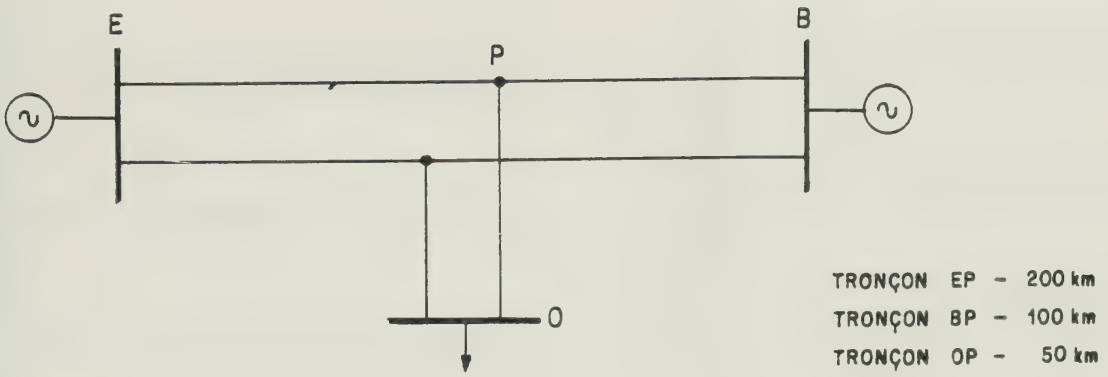
Influence des Réducteurs de mesure
FIGURE II.27

On obeserve une diminution du signal différentiel sur les phases saines. La même tendence se vérifie lors d'un défaut externe. Par conséquent la présence d'un réducteur de mesure, sous ce point de vue, est favorable à la P.D.O. Le filtre passe bas nécessaire avant l'échantillonnage jouera aussi un rôle favorable.

Néanmoins, les erreurs sur le module, l'angle et le régime aperiodique de la grandeur mesurée, inhérentes principalement aux transformateurs de courant, peuvent introduire un signal différentiel additionnel.

II.4 - LIGNE DOUBLE AVEC PIQUAGE

Les lignes à circuits multiples ayant un point de piquage apparaîtront prochainement dans le réseau français, à cause de leur intérêt économique [19] . Les problèmes posés pour leur protection par des équipements de type "distance" sont importants, et la P.D.O. est en mesure de combler certaines de ces insuffisances. Il est donc intéressant d'étudier une configuration de ligne ayant ces caractéristiques (figure II.28).



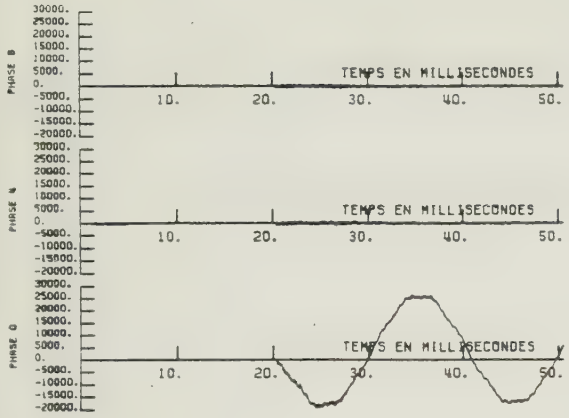
Ligne double avec piquage
FIGURE II.28

Une telle configuration permet d'étudier le comportement de la P.D.O. pour plusieurs cas de figure. Nous simulons les types de défauts suivants ayant lieu à 10 Km du poste B, pour un réseau puissant :

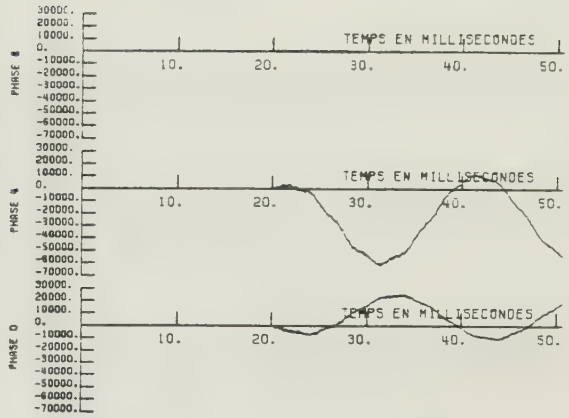
- défaut monophasé sur un terne,
- défaut polyphasé sur un terne,
- défaut affectant les phases de ternes différents.

Nous avons utilisé les méthodes de Takagi-Phase et d'Esclangon adaptées à la ligne simple, au cours de ces simulations. Nous ajoutons à cette dernière méthode la simplification sur R_C, consistant à n'utiliser que l'impédance caractéristique bifilaire.

Les figures II.29 et II.30 présentent des défauts multiples internes et externes, à titre d'exemple.

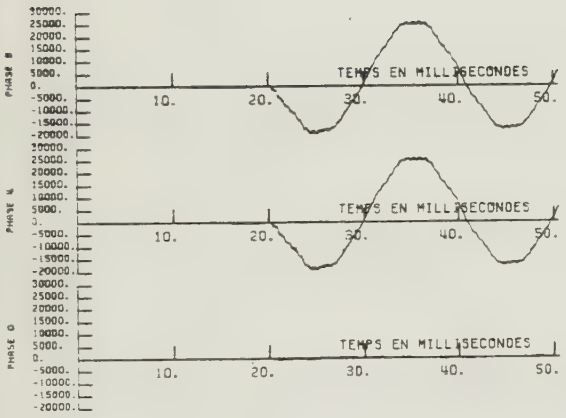


Terne 1

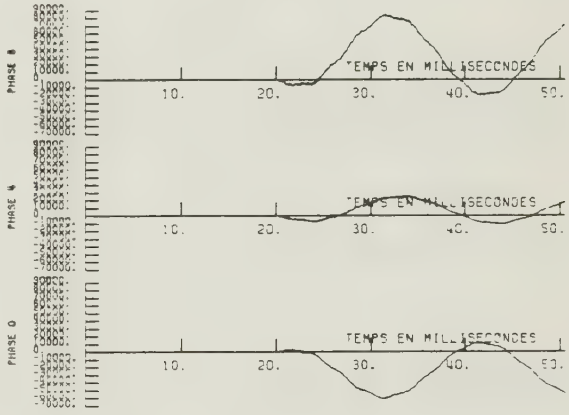


Terne 2

Méthode de Takagi



Terne 1

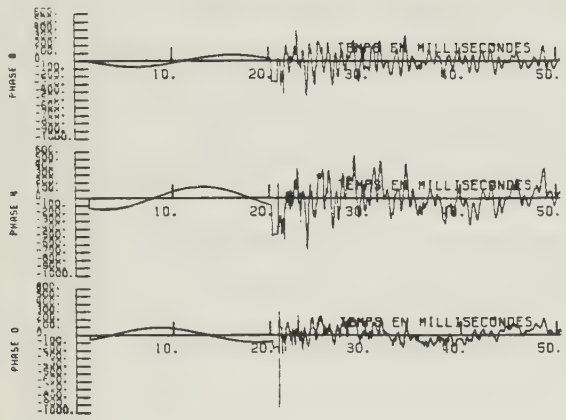


Terne 2

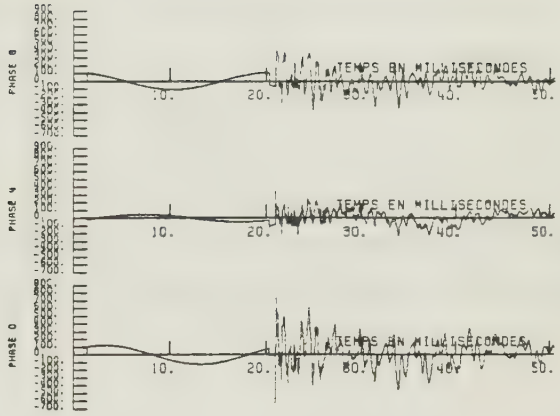
méthode d'Esclangon

Défaut O - N Terne 1
Défaut O - 4 -N Terne 2

FIGURE II.29

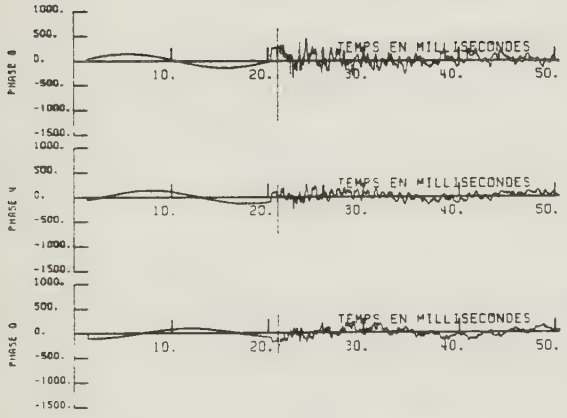


Terne 1

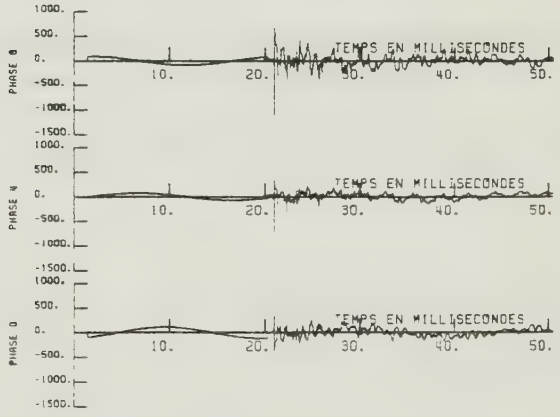


Terne 2

méthode de Takagi



Terne 1



Terne 2

méthode d'Esclangon

Défaut O - 4 - N externe Poste B

FIGURE II.30

Pour tous les types de défaut étudiés pour la configuration de la figure II.25, la P.D.O. à correctement effectué la sélection de phase, que ce soit la méthode de Takagi-Phase ou d'Esclangon. L'augmentation du signal différentiel sur les phases saines et au cours d'un défaut interne reste au-dessous de 1 000 A. Nous notons néanmoins que pour un défaut externe, la méthode d'Esclangon entraîne des hautes fréquences, comparables à la méthode de Takagi-Phase. L'utilisation d'un modèle de ligne à 1 Terne, dans cette configuration, met alors les deux méthodes au même niveau de performance.

II.5- CONCLUSIONS

Les conclusions suivantes peuvent alors être établies :

- Les méthodes simplifiées ont des performances tout à fait acceptables, les simplifications n'étant pas en mesure de nuire au fonctionnement de la P.D.O.
- La sélection de phase se fait toujours correctement.
- La P.D.O, pour n'importe quelle méthode, peut détecter des défauts résistants au-delà de 150 Ω .
- La P.D.O. peut protéger même des configurations de réseau complexes, telles que lignes doubles avec piquage.

Les simulations menées jusqu'ici n'ont pas tenu compte, dans le modèle de ligne, de la dépendance des paramètres linéïques avec la fréquence. Dans le prochain chapitre on établira un modèle plus précis qui prendra en considération cette dépendance.

Ce modèle, ainsi que les algorithmes simplifiés d'Esclangon et Takagi-Phase seront confrontés à des enregistrements de défaut réels sur la ligne Saint Vulbas - Tricastin. Une comparaison entre les trois modèles permettra de choisir la méthode qui convient le mieux.

CHAPITRE III - ESSAIS SUR DES ENREGISTREMENTS REELS

III.1 - INTRODUCTION

Un ensemble d'enregistreurs numériques de défaut [20] a pu fournir une importante bibliothèque de données qui s'est prêtée à la simulation de la P.D.O. sur des défauts réels.

Environ 130 enregistrements ont été effectués à ce jour, parmi lesquels figurent quelques défauts ayant affecté la ligne 400 kV à deux circuits reliant les postes de Tricastin et Saint-Vulbas, observés depuis les quatre extrémités de la ligne.

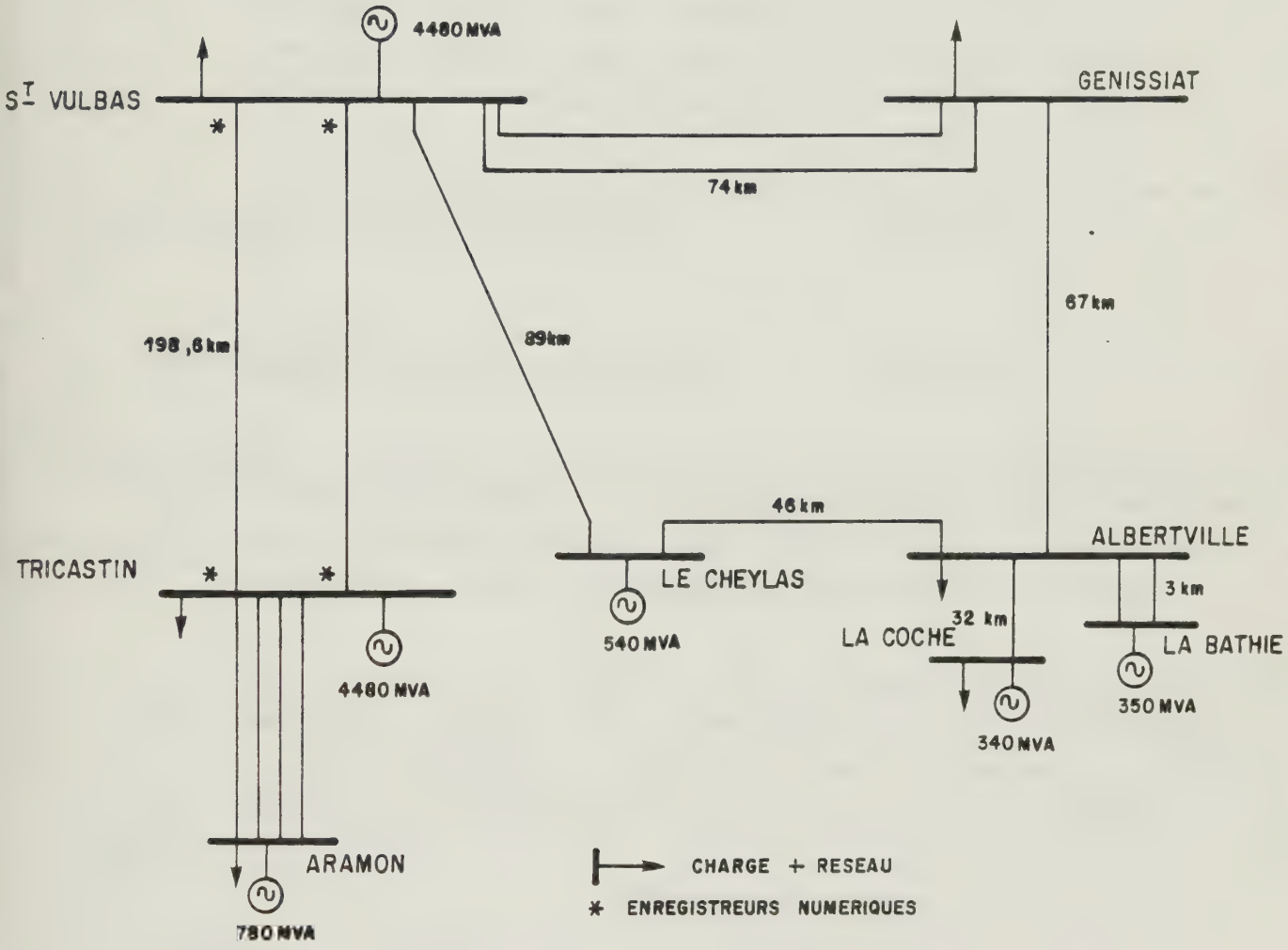
Les enregistrements sont effectués à une cadence d'échantillonnage de 5 000 Hz correspondant à une bande passante de 2 000 Hz. Les grandeurs analogiques sont échantillonnées sur 12 bits. La fenêtre d'enregistrement s'étend de 136,2 ms avant défaut à 725 ms après défaut.

Ce chapitre présente le résultat des simulations effectuées à partir des enregistrements disponibles des défauts réels ayant affecté la ligne Saint-Vulbas-Tricastin, qu'il s'agisse de défauts concernant un seul des deux circuits ou de défauts ayant affecté simultanément ces deux circuits.

Un problème concernant la synchronisation des enregistrements se pose, puisque les enregistreurs numériques sont indépendants les uns des autres. Le moyen de contourner ce problème consiste à synchroniser les fronts d'onde du défaut en tenant compte du temps de propagation de la ligne. Ce procédé permet de synchroniser les enregistrements à un échantillon près, soit 200 µs.

En annexe D, il est décrit un modèle plus élaboré de la ligne, qui tient compte de la dépendance des paramètres avec la fréquence. La méthode issue de ce modèle sera utilisée seulement lors de la simulation des défauts ayant été enregistrés aux quatre extrémités de la ligne. Nous la nommerons "méthode complète".

La figure III.1 illustre le réseau 400 kV du Sud-Est, tel qu'il était lors des enregistrements. La ligne Saint-Vulbas-Tricastin, qui joue un rôle essentiel dans ce réseau est protégée par des dispositifs du type "distance". Les défauts étudiés seront présentés dans l'ordre chronologique.



RESEAU 400 kV DU SUD-EST AVEC LA LIGNE SAINT VULBAS-TRICASTIN

FIGURE III.1

III.2 - DEFAUT DU 23/07/81 A 11 H 12 MN

Il s'agit d'un défaut monophasé (phase 0) externe proche de Tricastin. La figure III.2 montre, pour les deux ternes, les résultats des méthodes de Takagi-phase, Esclangon et de la méthode complète. On peut noter dans ces résultats, le bruit de quantification présent dans les enregistrements. Le courant de défaut circulant dans la ligne est d'à peu près 5 000 A. Il y a une ouverture monophasée (phase 0) du terne 2 au poste de Saint-Vulbas, 95 ms après l'apparition du court-circuit.

Les trois méthodes étudiées fournissent un signal différentiel au-dessous de 500 A, ceci pour les deux ternes.

III.3 - DEFAUT DU 08/08/81 A 16 H 51 MN

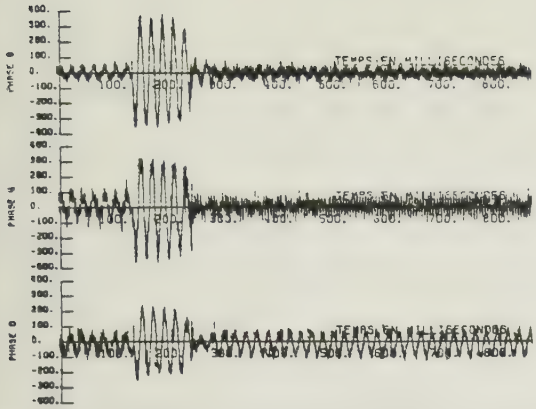
C'est un défaut sur la phase 4 du terne 2, à 175 km environ de Saint-Vulbas. Cette distance a été calculée à l'aide d'un programme de traitement des enregistrements. Le courant de défaut atteint environ 13 000 A à Tricastin et moins de 5 000 A à Saint-Vulbas. Le déclenchement de la phase en défaut a lieu.

Ce court-circuit apparaît 5,7 ms après un passage par zéro de la tension, côté Saint-Vulbas, et 4,3 ms côté Tricastin. Il est éliminé par un déclenchement monophasé après 88,4 ms, côté Saint-Vulbas et déclenchement triphasé après 59,9 ms côté Tricastin. Ceci est résumé dans le tableau III.1, ci-dessous :

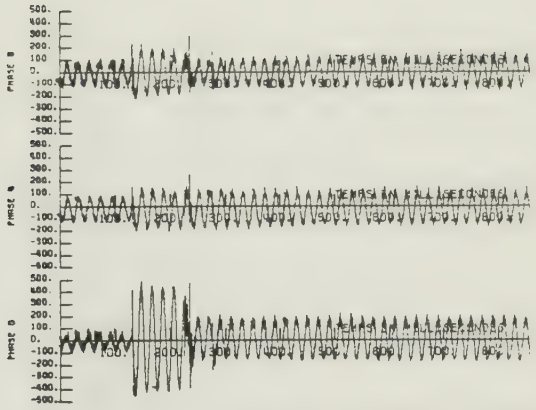
	SAINT-VULBAS	TRICASTIN
Instant d'apparition du défaut (ms)	5,7	4,3
Durée du défaut (ms)	88,4	59,9
Valeur max. du courant (kA)	5	13

CARACTERISTIQUES DU DEFAUT DU 08/08/81

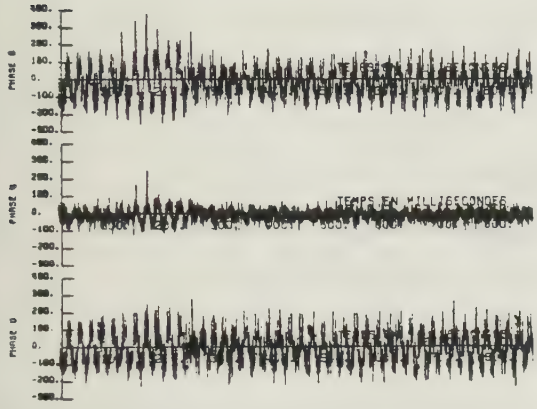
TABLEAU III.1



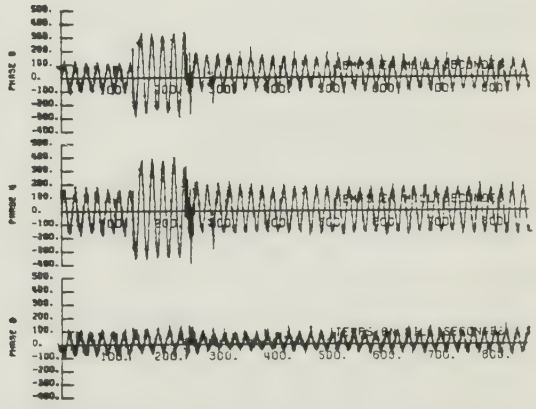
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 1



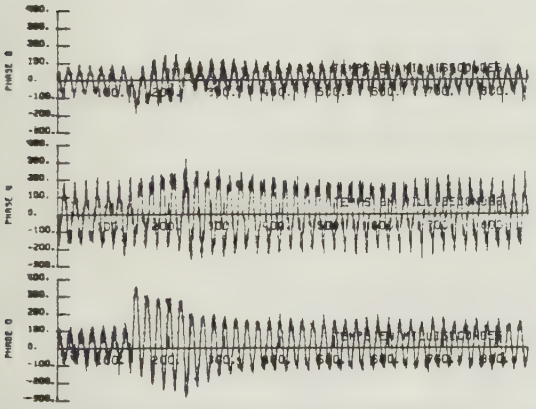
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 2



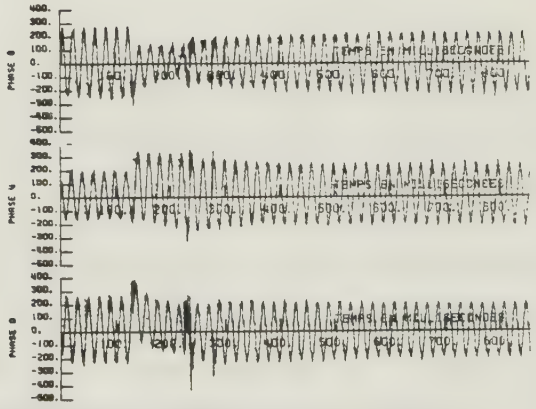
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 1



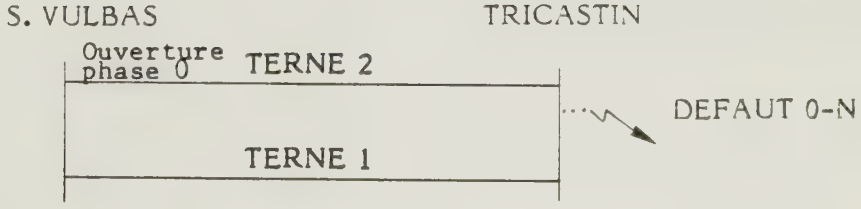
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 2



METHODE COMPLETE - TERNE 1

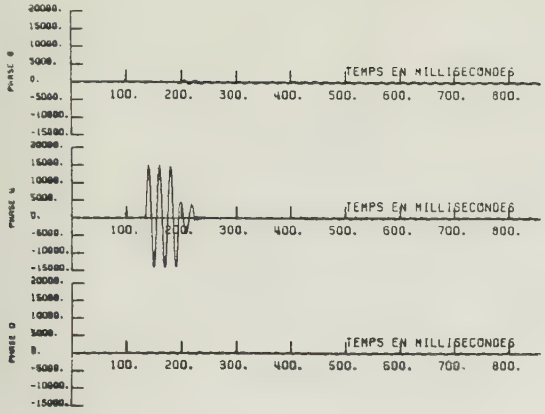


METHODE COMPLETE - TERNE 2

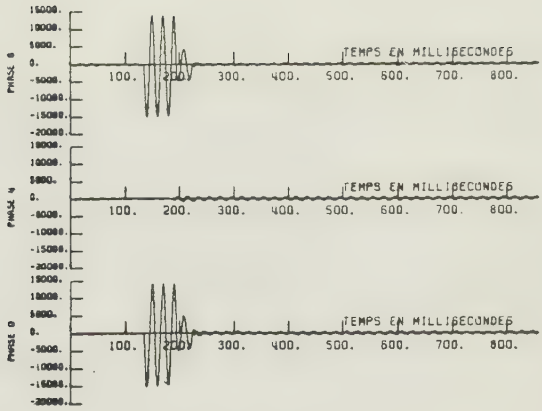


DEFAUT DU 23/07/81

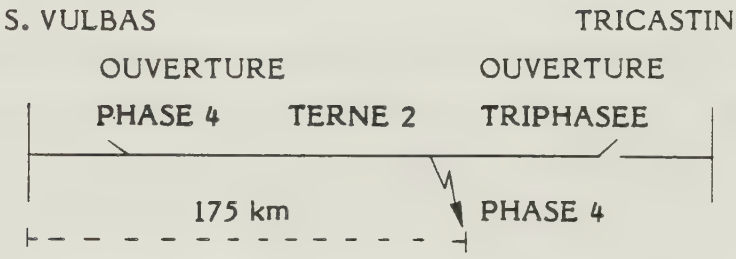
FIGURE III.2



METHODE DE TAKAGI-PHASE



METHODE D'ESCLANGON



DEFAUT DU 08/08/81
FIGURE III.3

Lorsque le disjoncteur côté Tricastin s'ouvre, le signal différentiel tombe à 5 000 A environ, comme on devait s'y attendre (figure III.3). Ceci est accompagné d'une légère augmentation de Σ sur les phases saines. Après l'ouverture complète de la phase 4, le signal différentiel reste encore petit devant les valeurs atteintes lors du court-circuit. Le tableau III.2 donne les valeurs maximales de Σ. Il n'y a pratiquement pas d'apériodique dans le signal différentiel, parce que le défaut intervient autour d'un maximum de tension. Pendant les 30 ms environ qui séparent l'ouverture du disjoncteur côté Tricastin et celle du disjoncteur côté Saint-Vulbas le signal différentiel tombe à environ 5 000 A. Ce temps de 30 ms est dû en partie à ce que la protection côté Saint-Vulbas voit le défaut en deuxième zone. Ceci ne serait pas le cas d'une P.D.O. qui ne ferait pas l'objet de temporisations sélectives.

METHODE	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8
TAKAGI-PHASE	422	15 048	774
ESCLANGON	15 097	793	14 920

Valeurs maximales de Σ en Ampères - Défaut du 08/08/81

TABLEAU III.2

III.4 - DEFAUT DU 18/09/81 A 20 H 07 MN

Le défaut apparaît sur la phase 8 du terne 2 et sur les phases 0 et 8 du terne 1, à 175 km environ de Saint-Vulbas ; il est éliminé par un déclenchement monophasé du terne 1, et déclenchement triphasé du terne 2. Seulement trois enregistreurs numériques étaient disponibles, et par conséquent on n'a étudié que le terne 2.

Le tableau III.3, à l'image du tableau III.1, résume les autres caractéristiques du court-circuit au terne 2.

	SAINT-VULBAS	TRICASTIN
Instant d'apparition du défaut (ms)	9,1	7,8
Durée du défaut (ms)	95,1	66
Valeur max. du courant (kA)	7	17

CARACTERISTIQUES DU DEFAUT DU 18/09/81

TABLEAU III.3

Il y a à la suite des déclenchements cités, un report de charge sur les phases 0 et 4 du terne 2. Ce phénomène va s'accentuer lentement, à cause du déclenchement intempestif de deux tranches de 1 000 MVA de la centrale nucléaire de Tricastin.

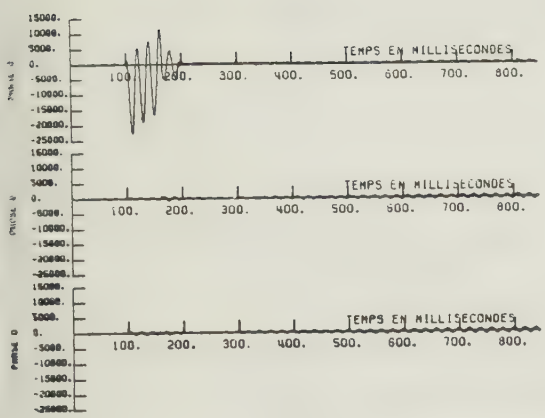
Cette nouvelle configuration est montrée dans la figure III.4. Le courant des phases saines dépassera 4 000 A, une fois le régime permanent atteint, à environ 800 ms du début de l'enregistrement. Le court-circuit n'apparaissant pas à un maximum de tension, on doit espérer l'existence d'un apériodique. En effet, il apparaît dans les résultats (figure III.4) de la P.D.O.

Les valeurs maximales de Σ se trouvent dans le tableau III.4 ci après. La valeur trouvée pour la phase 8 de la méthode d'Esclangon, bien que non négligeable, n'est pas gênante. En effet, pour qu'il y ait déclenchement, il faut que deux phases sur trois dépassent le seuil, ce qui n'est pas le cas, si l'on considère un seuil de 1 500 A.

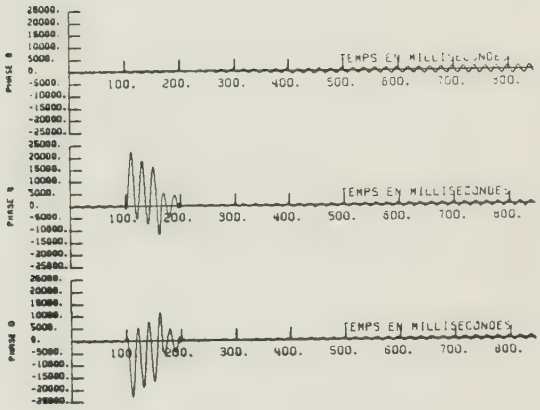
METHODE	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8
TAKAGI-PHASE	885	772	22 593
ESCLANGON	22 388	22 629	1 752

Valeurs maximales de Σ (en A) - Défaut du 18/09/81

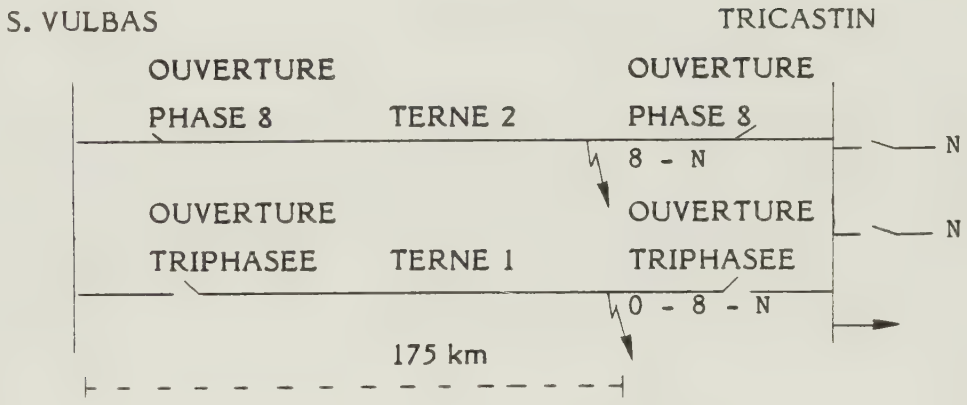
TABLEAU III.4



METHODE DE TAKAGI-PHASE



METHODE D'ESCLANGON



DEFAUT DU 18/09/81

FIGURE III.4

III.5 - DEFAUT DU 22/09/81 A 18 H 34 MN

Le terne 1 est affecté par un court-circuit entre la phase 0 et la terre. Le défaut est éliminé par un déclenchement monophasé.

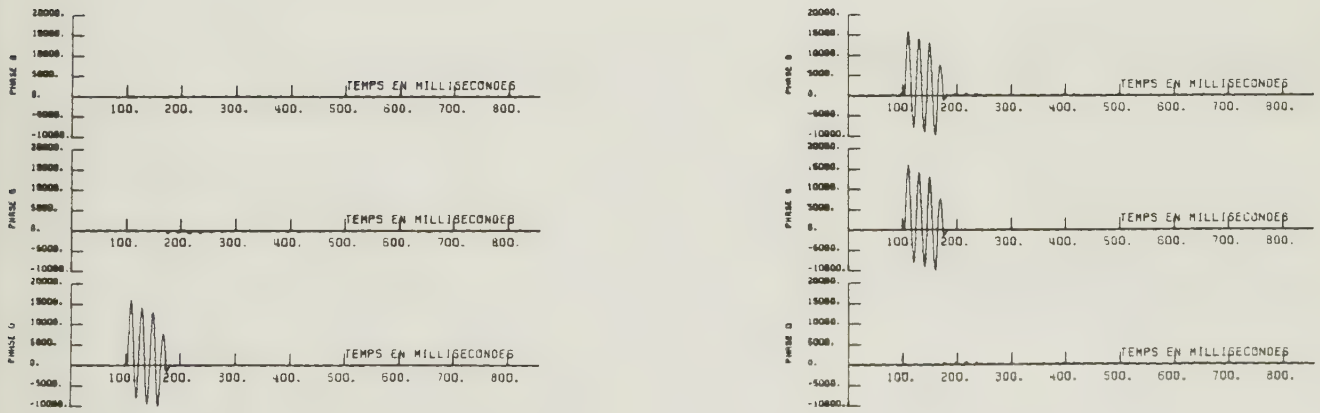
	SAINT-VULBAS	TRICASTIN
Instant d'apparition du défaut (ms)	3,3	2,8
Durée du défaut (ms)	71,1	61,2
Valeur max. du courant (kA)	8	8

CARACTERISTIQUES DU DEFAUT DU 22/09/81

TABLEAU III.5

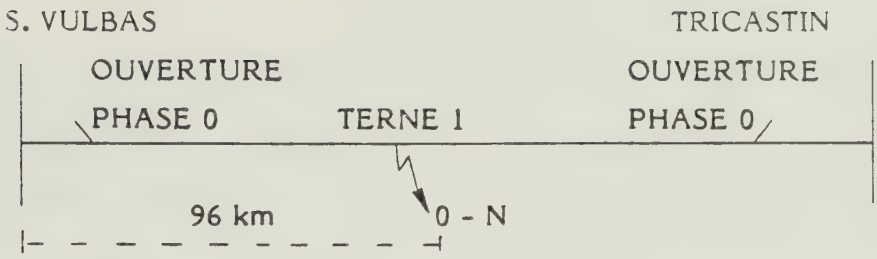
Ce défaut apparaît à 96 km de Saint-Vulbas (voir en plus le tableau III.5).

Les résultats obtenus pour chacune des deux méthodes permettent la détection du défaut et la sélection de phase (figure III.5). Le signal différentiel ne dépasse pas 700 A pour les phases saines (Takagi-Phase) ou pour la phase en défaut (Esclangon) (tableau III.6).



METHODE DE TAKAGI-PHASE METHODE D'ESCLANGON

FIGURE III.5.a



DEFAUT DU 22/09/81
FIGURE III.5.b

METHODE	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8
TAKAGI-PHASE	16 077	695	241
ESCLANGON	652	16 143	16 088

Valeurs maximales de Σ (en A) défaut du 22/09/81
TABLEAU III.6

III.6 - DEFAUT DU 06/10/81 à 05 H 32 MN

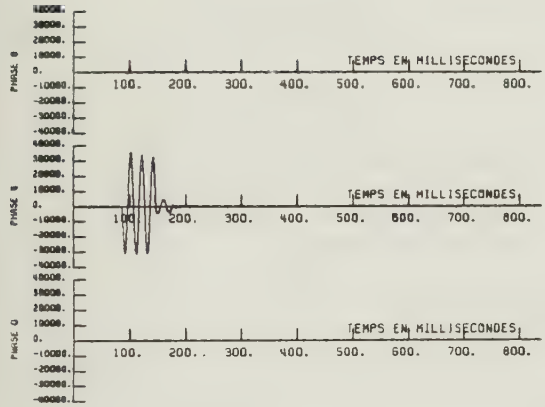
Un défaut monophasé à 190 km de Saint-Vulbas touche la phase 4 du terne 1. Nous disposons des enregistrements pour les deux ternes. Un déclenchement monophasé élimine le défaut.

D'autres caractéristiques concernant le défaut peuvent être trouvées dans le tableau III.7.

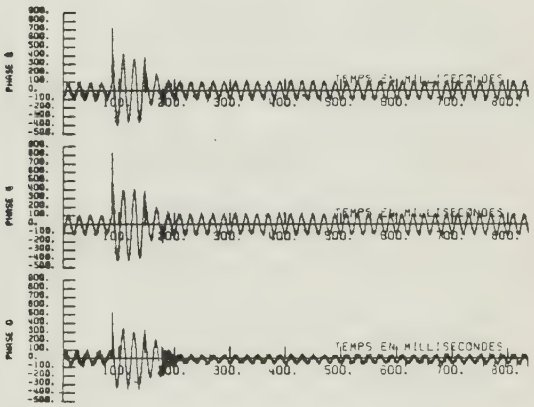
	SAINT-VULBAS	TRICASTIN
Instant d'apparition du défaut (ms)	16,2	15
Durée du défaut (ms)	87,9	59,6
Valeur max. du courant (kA)	4	32

CARACTERISTIQUES DU DEFAUT DU 06/10/81

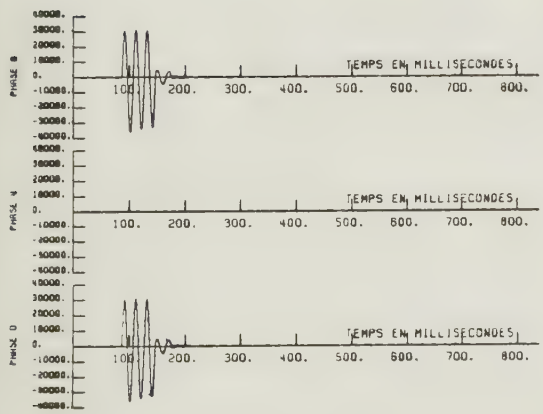
TABLEAU III.7



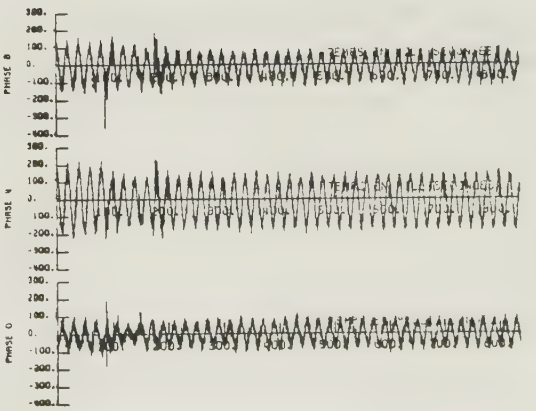
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 1



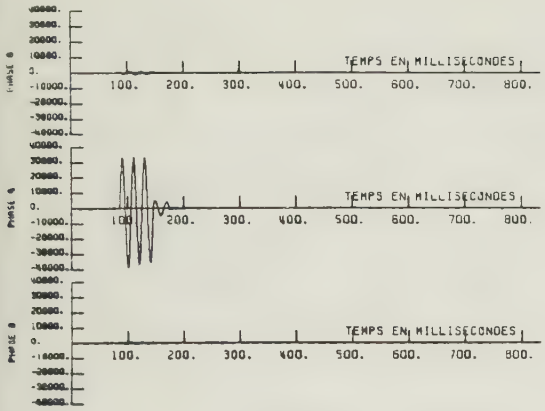
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 2



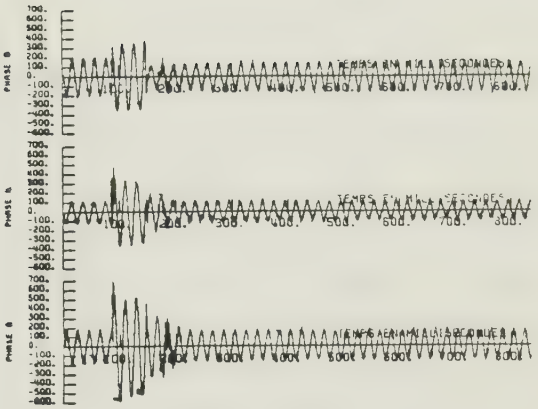
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 1



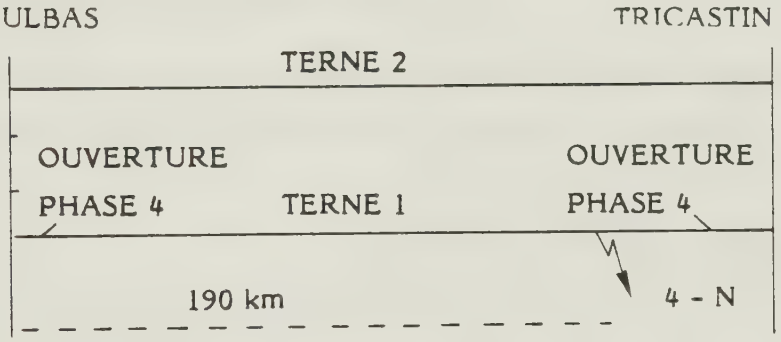
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 2



METHODE COMPLETE - TERNE 1



METHODE COMPLETE - TERNE 2



DEFAUT DU 06/10/83
FIGURE III.6

Les trois méthodes étudiées détectent correctement la phase en défaut (figure III.6). Les signaux différentiels du terne 2 subissent une augmentation au cours du défaut au-dessous de 900 A, dans tous les cas de figure. Cette augmentation est moins importante pour la méthode d'Esclangon. Le tableau III.8 décrit les valeurs maximales rencontrées pour les trois méthodes.

METHODE	TERNE 1			TERNE 2		
	PHASE Ø	PHASE 4	PHASE 8	PHASE Ø	PHASE 4	PHASE 8
TAKAGI PHASE	372	35 776	368	532	824	722
ESCLANGON	35 854	162	35 837	193	236	359
COMPLETE	562	38 548	882	691	480	382

Valeurs maximales de Σ en Ampères - défaut du 06/10/81

TABLEAU III.8

III.7 - DEFAUT DU 13/12/81 A 00 H 45 MN

Ce court-circuit, qui concerne la phase 0 du terne 2 se produit à 120 km de Saint-Vulbas. Il s'ensuit une ouverture monophasée (voir également le tableau III.9).

	SAINT-VULBAS	TRICASTIN
Instant d'apparition du défaut (ms)	6,0	5,4
Durée du défaut (ms)	68,1	58,8
Valeur max. du courant (kA)	5	12

Caractéristiques du défaut du 13/12/81

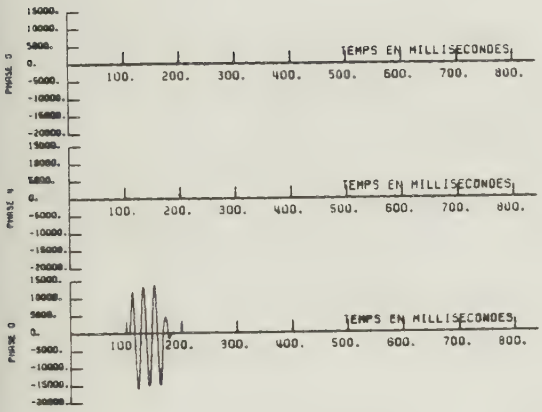
TABLEAU III.9

Les valeurs maximales obtenues par la simulation des deux méthodes (figure III.7) sont indiquées ci-dessous.

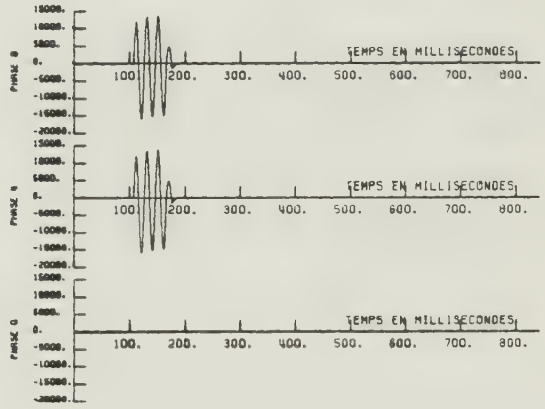
METHODE	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8
TAKAGI-PHASE	15 864	189	211
ESCLANGON	239	15 955	15 964

Valeurs maximales de Σ (en A) - défaut du 13/12/81

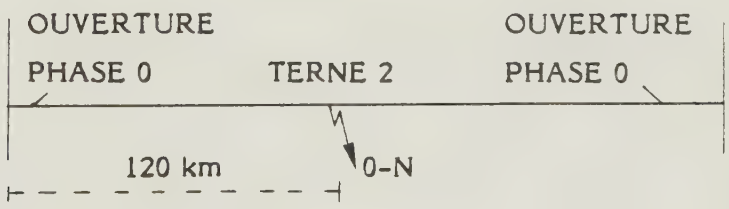
TABLEAU III.10



METHODE DE TAKAGI-PHASE



METHODE D'ESCLANGON



DEFAUT DU 13/12/81

FIGURE III.7

L'écart entre le signal différentiel de la phase en court-circuit et ceux des phases saines permet aisément la sélection de phase.

III.8 - Défaut du 28/12/81 A 23 H 48 MN

Ce défaut assez intéressant est probablement dû à un balancement des conducteurs. Il s'agit d'un court-circuit biphasé isolé affectant la phase 4 du terne 1 et la phase 0 du terne 2, à 175 km de Saint-Vulbas. Ces deux phases sont ouvertes quelques dizaines de ms après (tableau III.11).

	TERNE 1		TERNE 2	
	ST-VULBAS	TRICASTIN	ST-VULBAS	TRICASTIN
Instant d'apparition du défaut (ms)	16,7	16,6	3,2	3,1
Durée du défaut (ms)	69,0	59,6	69,0	59,4
Valeur max. du courant (kA)	6,0	15,0	6,0	15,0

Caractéristiques du défaut du 28/12/81

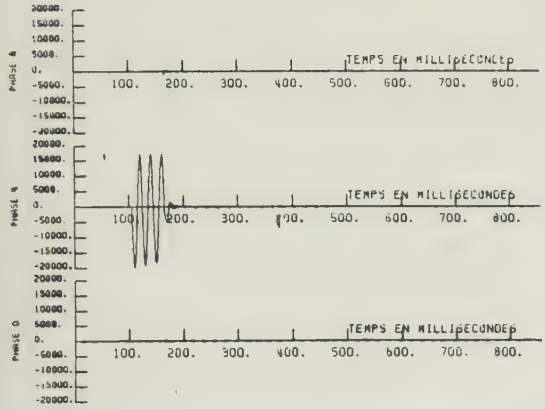
TABLEAU III.11

La détection du défaut et la sélection de phase peuvent se faire aisément pour les deux ternes, quelle que soit la méthode (figure III.8). Les signaux différentiels pour les phases saines ne dépassent pas 1 050 A (tableau III.12).

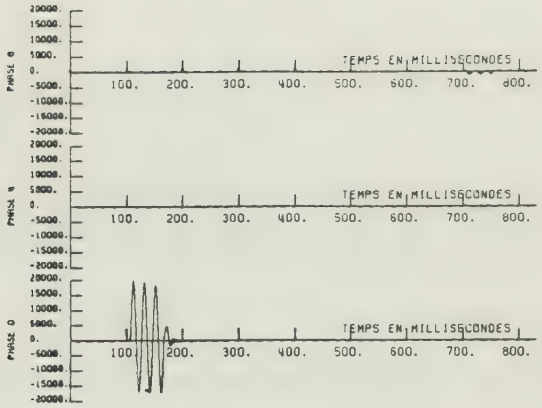
METHODE	TERNE 1			TERNE 2		
	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8
TAKAGI-PHASE	367	19 962	842	19 862	284	945
ESCLANGON	20 063	564	20 032	1 048	19 917	19 817
COMPLETE	312	20 854	661	20 897	469	640

Valeurs maximales de Σ (en A) - défaut du 28/12/81

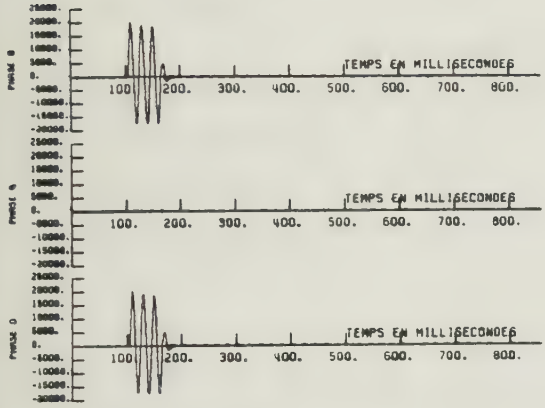
TABLEAU III.12



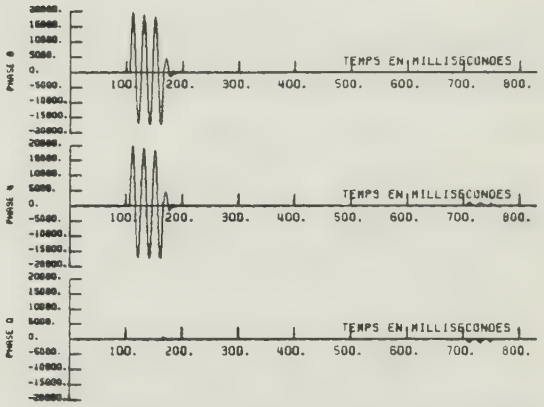
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 1



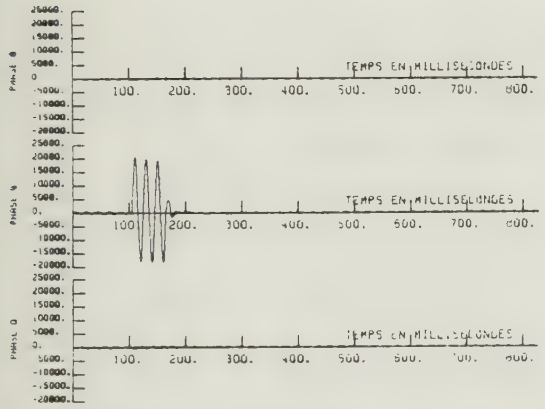
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 2



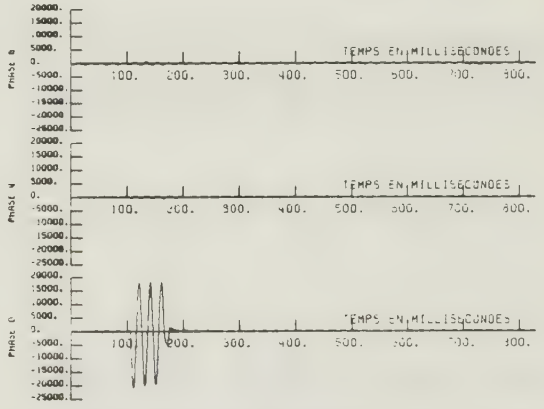
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 1



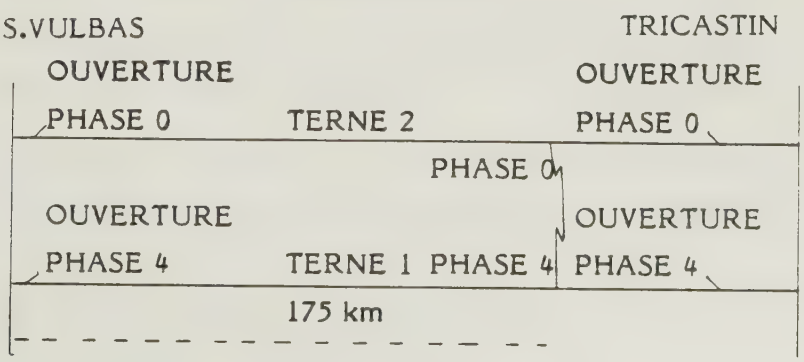
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 2



METHODE COMPLETE - TERNE 1



METHODE COMPLETE - TERNE 2



DEFAUT DU 28/12/81

FIGURE III.8

III.9 - DEFAUT DU 01/01/82 A 17 H 09 MN

Ce dernier cas étudié concerne un court-circuit externe polyphasé proche de Saint-Vulbas. Le courant de défaut transitant dans les deux ternes est de l'ordre de 5 000 A.

METHODE	TERNE 1			TERNE 2		
	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8	PHASE 0	PHASE 4	PHASE 8
TAKAGI-PHASE	343	214	312	305	226	472
ESCLANGON	388	370	218	387	686	529
COMPLETE	721	606	778	622	489	723

Valeurs maximales de Σ (en Ampères) - défaut du 01/01/82

TABLEAU III.13

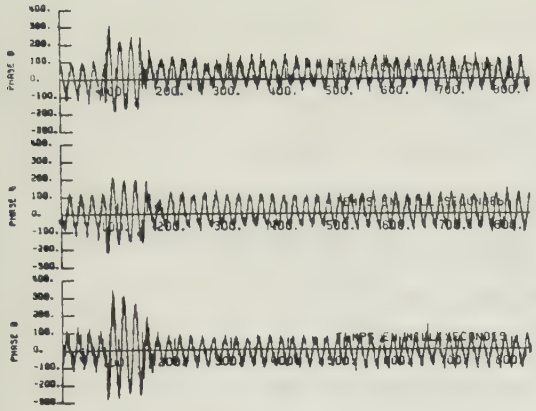
D'après la figure III.9 et le tableau III.13, nous vérifions que la montée du signal différentiel au cours du défaut ne dépasse pas 780 A, quelle que soit la méthode utilisée.

III.10 - CONCLUSIONS

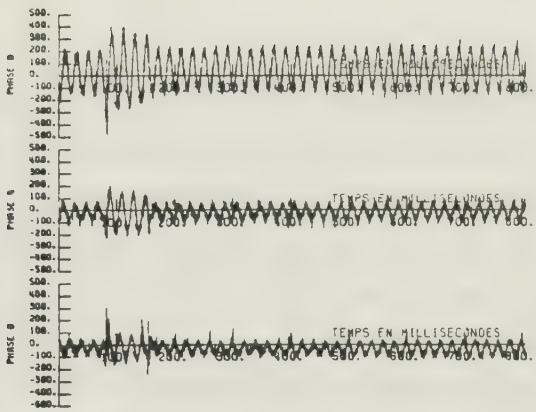
La simulation d'un modèle de ligne plus élaboré, tenant compte de la dépendance des paramètres avec la fréquence, n'a pas apporté d'améliorations dans les résultats. Nous estimons que ceci est du aux erreurs introduits par les réducteurs de mesure. Les modèles en phase de Takagi, et en mode de Clarke d'Esclangon donnent des résultats comparables à la méthode complète.

L'utilisation des méthodes simplifiées sur un terne, tout en négligeant la présence d'un deuxième terne, est tout à fait acceptable.

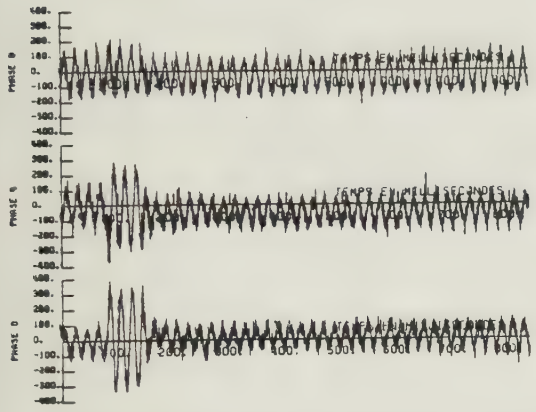
De ce fait, seules les deux méthodes simplifiées ont été retenues pour la suite de nos études.



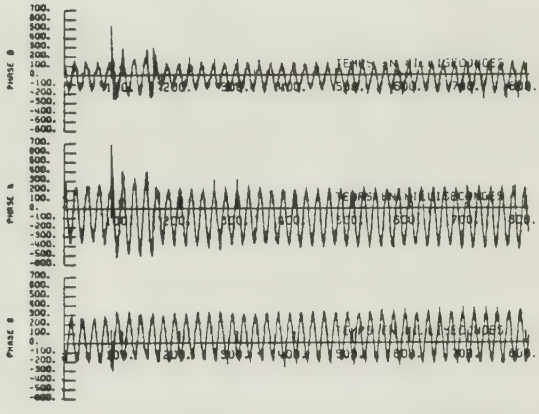
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 1



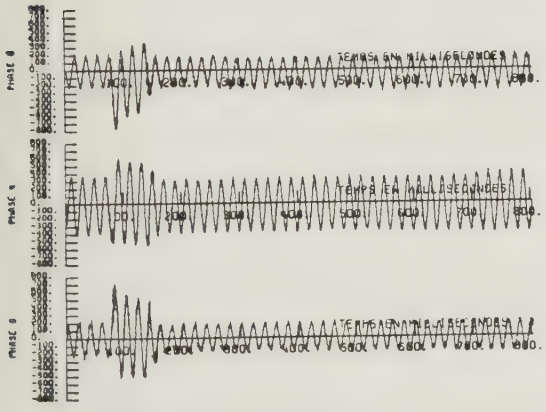
METHODE DE TAKAGI-PHASE - TERNE 2



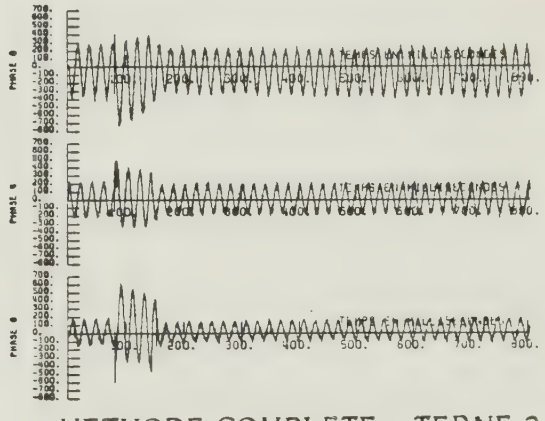
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 1



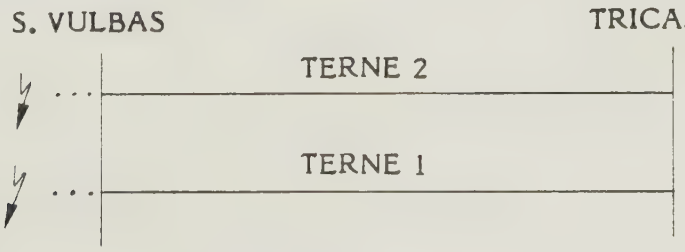
METHODE D'ESCLANGON - TERNE 2



METHODE COMPLETE - TERNE 1



METHODE COMPLETE - TERNE 2



DEFAUT DU 01/01/82

FIGURE III.9

Dans tous les cas étudiés, la valeur maximale du signal différentiel s'est situé autour de 1 000 A. Ceci permet de retenir un seuil de l'ordre d'une fois et demie cette valeur, soit 1 500 A, pour garder une bonne marge de sécurité. Un seuil variable ayant une caractéristique à pourcentage (comme dans les protections différentielles conventionnelles) fait actuellement l'objet d'études complémentaires. Ce dispositif pourrait permettre d'augmenter la sensibilité de la P.D.O. et de tenir compte de la saturation des transformateurs de courant lors des défauts externes violents.

Dans le prochain chapitre, nous aborderons certains problèmes liés à la mise en route de la protection, et à la transmission des informations entre postes. Nous comparerons aussi le temps de calcul des deux méthodes simplifiées, implémentées sur un microprocesseur.

CHAPITRE IV

IV.1 - CRITERE DE MISE EN ROUTE DE LA PROTECTION

Le signal différentiel, comme nous avons pu voir jusqu'à maintenant, est essentiellement sinusoïdal et possède une composante apériodique qui dépend de l'instant d'apparition du défaut.

Or, il faut que la protection émette un ordre de déclenchement continu pendant toute la durée du défaut, pour assurer un fonctionnement correct des automates associés. Ceci n'est pas possible pour un signal différentiel sinusoïdal, puisqu'à certains instants de la période il se trouve au-dessous du seuil fixé.

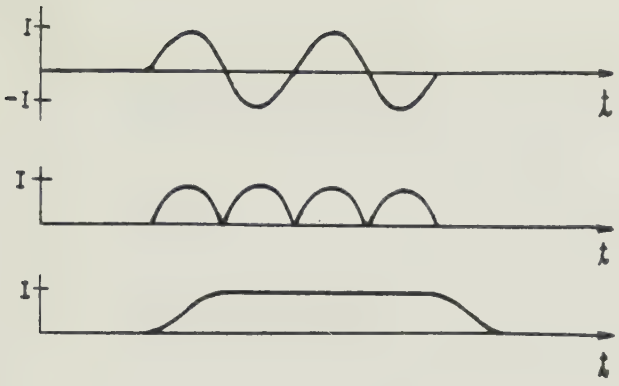
Nous avons donc envisagé des moyens de contourner ce problème. Deux algorithmes calculant la valeur crête du signal différentiel sont évoqués par la suite.

IV.1.1 - Algorithme "commutation"

Cet algorithme, résumé dans la figure IV.1, consiste à calculer la valeur moyenne normalisée, sur une demi-période, ce qui fournit la valeur crête du signal.

La fréquence d'échantillonnage du signal différentiel doit être donc multiple de 100 Hz, de façon à pouvoir effectuer ce calcul. La précision est d'autant meilleure que la fréquence d'échantillonnage augmente. L'intégrale étant calculée par la formule rectangulaire, l'erreur commise est de 0,9 %, avec une fréquence d'échantillonnage de 1 000 Hz.

Pour un signal à 50 Hz, on arrive à la valeur crête au bout de 10 ms. Le même temps est nécessaire pour arriver au repos à partir de la valeur crête (temps de retombée).



$$i(t) = I.\cos(\omega t)$$

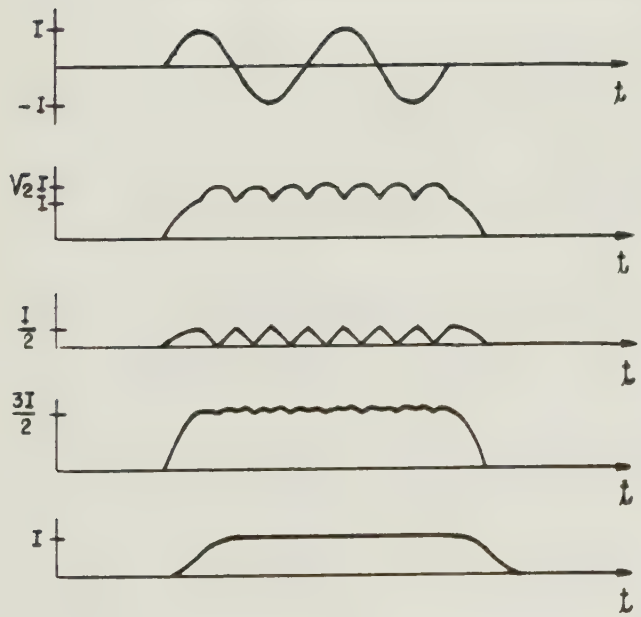
$$i_M(t) = \left| I.\cos(\omega t) \right|$$

$$I_{REDR} = \frac{\pi}{2}\left| \frac{\omega}{\pi}\int_{t-\frac{\pi}{\omega}}^{t} i_M(t).dt \right| = I$$

FIGURE IV.1
ALGORITHME "COMMUTATION"

IV.1.2 - Algorithme "addition" [22]

La figure IV.2 résume le principe de cet algorithme, qui se sert des combinaisons du seul signal sinusoïdal pour arriver à sa valeur crête.



$$i(t) = I.\cos(\omega t)$$
$$\text{Sin}(\omega t) = \cos(\omega t - \pi/2)$$

$$i_A(t) = \left| I.\cos(\omega t) \right| + \left| I.\sin(\omega t) \right|$$

$$i_B(t) = \frac{1}{2}\left| \left| I.\cos(\omega t) \right| - \left| I.\sin(\omega t) \right| \right|$$

$$i_M(t) = i_A(t) + i_B(t)$$

$$I_{REDR} = \frac{\pi}{2(1+\sqrt{2})}\left[\frac{\omega}{2\pi}\int_{t-\frac{\pi}{2\omega}}^{t} i_M(t)\,dt \right] = I$$

FIGURE IV.2
ALGORITHME "ADDITION"

En effet, on peut calculer sin (wt) à partir d'un signal cosinusoïdal simplement en déphasant de 90° électriques, soit un quart de période.

Ceci ne peut être accompli qu'en employant une fréquence d'échantillonnage multiple de 200 Hz. Les oscillations de I_M (t)/1,5 de l'ordre de $\pm$ 6 % autour de la valeur de crête ne sont pas souhaitables. On procède donc à un lissage de I_M (t) par un calcul de la moyenne sur un quart de période (du 50 Hz), dont le résultat normalisé est I_{REDR}.

De même que pour l'algorithme précédent, le temps de montée et le temps de retombée, est 10 ms. Pour une fréquence d'échantillonnage de 1 000 Hz, l'erreur commise est de 0,1 %.

IV.1.3 - Problèmes sous-jacents

Les deux algorithmes décrits ci-dessus supposent que le signal différentiel soit sinusoïdal et à 50 Hz. Cependant, comme nous l'avons dit, il existe très souvent une composante apériodique dans ce signal, lors d'un défaut.

Autre cette composante apériodique, des oscillations de fréquence dues aux courts-circuits peuvent avoir lieu, dans une plage allant de quelques centaines de Hz à plusieurs KHz. Ces fréquences d'oscillation dépendent de la longueur des lignes, des coefficients de réflexions, et de l'instant d'apparition du défaut [23] .

Il faut donc étudier les effets de l'apériodique et des hautes fréquences, sur les deux algorithmes envisagés.

Considérons le réseau de la figure IV.3.

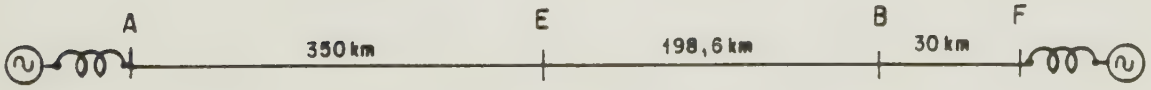
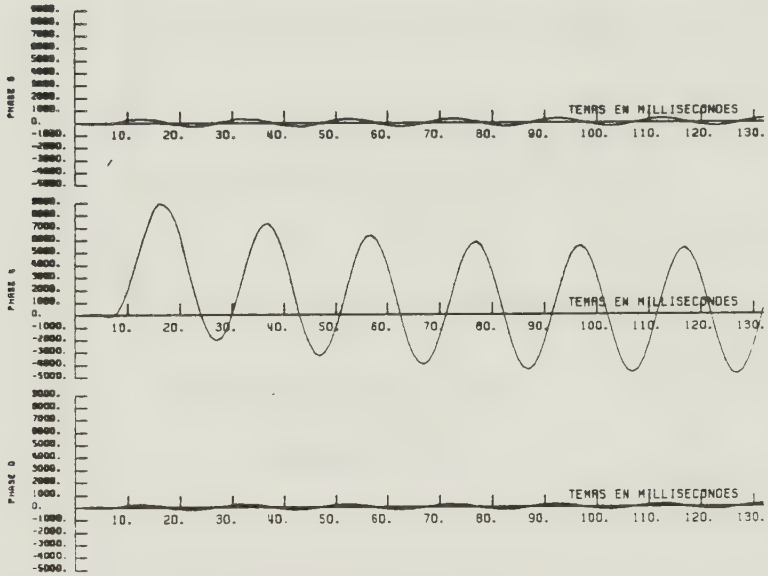


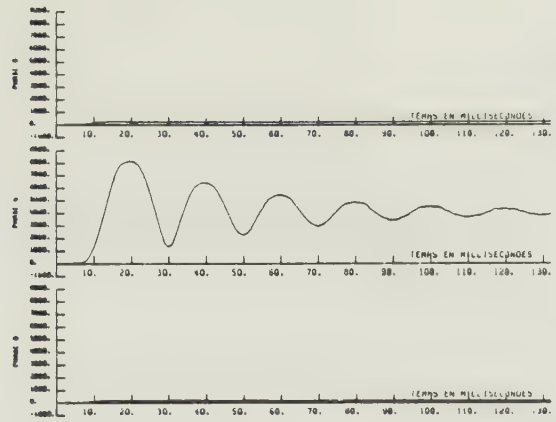
FIGURE IV.3

Pour simuler l'apériodique on applique un défaut sur un zéro de tension. Pour hautes fréquences, un défaut externe est appliqué lors du passage par un maximum de tension.

Les figures IV.4.a à IV.4.c montrent le signal différentiel (méthode Takagi-Phase) lors d'un défaut au milieu de la ligne B-E, et les réponses des algorithmes d'addition et de commutation, à une fréquence d'échantillonnage de 1 000 Hz. On voit qu'il n'y a pratiquement que du signal à 50 Hz associé à une composante apériodique. Celui-ci entraîne des oscillations assez génantes dans la réponse des deux algorithmes cités, puisqu'elles risquent de signaler l'élimination du défaut, ce qui pourrait perturber les automatismes associés à protection. Il faut donc éliminer l'apériodique par un filtrage préalable.

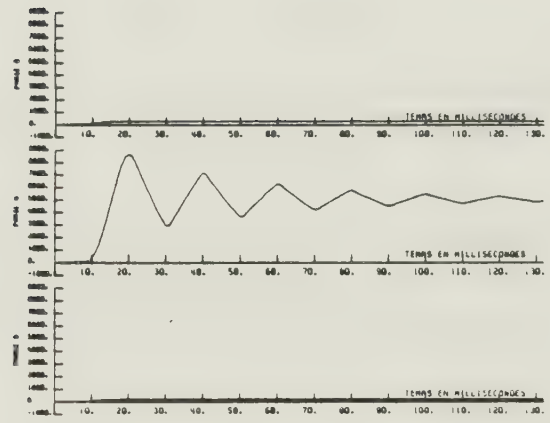


Défaut monophasé phase 4
FIGURE IV.4.a



Algorithme addition

FIGURE IV.4.b

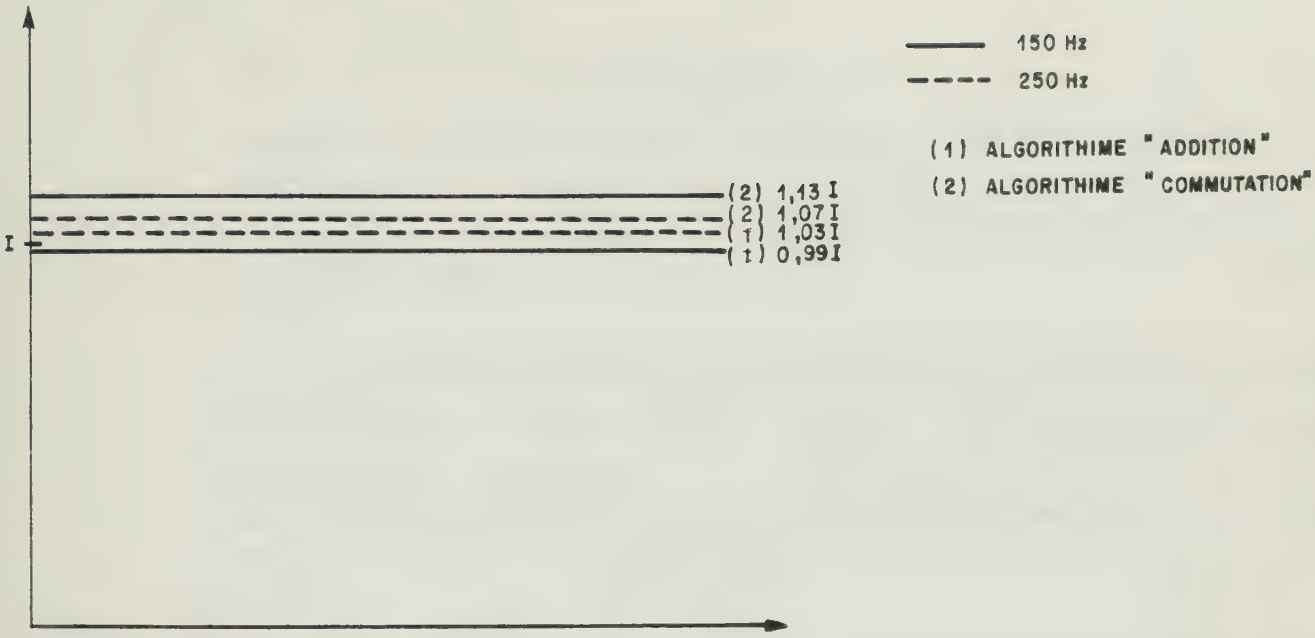


Algorithme commutation

FIGURE IV.4.c

Les simulations d'un défaut externe montrent que les hautes fréquences ont peu d'influence sur la réponse des algorithmes de redressement du courant, et ne risquent pas de provoquer des ordres intempestifs.

Il faut signaler aussi l'effet filtrant de ces algorithmes vis à vis de harmoniques impairs. Dans la figure IV.5, on voit la réponse des deux algorithmes pour 40 % de 3è et 5è harmoniques superposés au signal à 50 Hz.



EFFET FILTRANT DES ALGORITHMES DE REDRESSEMENT
FIGURE IV.5

En conclusion, les deux algorithmes ne présentent pas de performances très différentes l'un par rapport à l'autre.
L'algorithme retenu sera celui qui présentera le temps de calcul le plus petit.

IV.2 - TEMPS DE CALCUL NECESSAIRE

Il est important de vérifier si les algorithmes envisagés peuvent être effectués avec la puissance de calcul offerte par les équipements informatiques déjà disponibles sur le marché, ou même par ceux que l'on peut raisonnablement attendre à moyen terme. Aussi, deux études ont été réalisées :

- l'utilisation d'un microprocesseur 16 bits courament disponible, (microprocesseur INTEL 8086)

- l'exécution des algorithmes sur un processeur vectoriel, équipement encore sophistiqué à l'heure actuelle mais donnant une bonne idée des performances que l'on peut experer sous peu de la part des futurs microprocesseurs.

IV.2.1 - Essais sur microprocesseur 8086

La tâche de calcul est réalisée par le processeur INTEL 8086, a technologie MOS. Il est important de connaître le temps mis par ce microprocesseur pour exécuter la boucle de calcul, puisque ce temps limite supérieurement la fréquence d'échantillonnage.

Des programmes en assembleur qui ont été développés doivent prendre en compte des échantillons de courants de 40 kA efficaces avec pleine assymétrie et sans saturation des convertisseurs . Pour les tensions, on prend comme tension phase-terre de pleine échèlle, la valeur maximale de la tension entre phases, soit $\sqrt{2}$ x 400 kV. Ceci nous fournit le tableau IV.1.

	VALEUR MAXIMALE	PAS DE QUANTIFICATION
COURANT (kA)	80. $\sqrt{2}$	0,0552
TENSION (kV)	400. $\sqrt{2}$	0,2762

TABLEAU IV.1

Comme il a été signalé au chapitre II, des simplifications sur R_C ne sont pas critiques. Si nous choisissons une valeur commune égale à 320 OHMS pour le calcul du signal différentiel, on ne commet pas d'erreur significative, et en plus le calcul peut être simplifié. En effet, à la suite des changements de base de tension et courant, l'impedance de base vaut 5 OHMS, et par conséquent R_C = 64 en valeur réduite. La division (V/R_C) pourra alors se transformer en simples déplacements de bits, peu couteux en temps. Le tableau IV.2 résume cette transformation.

	VALEUR NORMALE	VALEUR DE BASE	VALEUR REDUITE
TENSION	400 $\sqrt{2}$ kV	276,2 V	2048
COURANT	80 $\sqrt{2}$ kA	55,2 A	2048
IMPEDANCE	320 OHMS	5,0 OHMS	64

TABLEAU IV.2

Quatre alternatives ont été programmées, correspondant aux méthodes Takagi-phase ou Esclangon et aux algorithmes de commutation ou d'addition. Chacune de ces variantes a été appliquée au cas d'une ligne simple, en utilisant une fréquence d'échantillonnage de 1 000 Hz. Le tableau comparatif IV.3 montre les temps respectifs de calcul. A ce temps, il faut ajouter le temps estimé pour l'acquisition des données, de l'ordre de 100 µs.

METHODE	ALGORITHME	TEMPS (µs)
TAKAGI-PHASE	ADDITION	745
	COMMUTATION	730
ESCLANGON	ADDITION	780
	COMMUTATION	765

TEMPS DE CALCUL DES BOUCLES
TABLEAU IV.3

La méthode de Takagi-phase, utilisant l'algorithme "commutation", présente le temps de boucle le plus petit, et sera donc l'alternative choisie pour la pousuite des études (voir le programme assembler en Annexe E). Cette même alternative, pour une ligne avec piquage, demande un temps de calcul de 1 800 µs (sans compter le temps d'acquisition des données).

Si des études, actuellement en cours montraient la nécessité d'un seuil a pourcentage, les temps de calcul seraient encore majorés. Au cas où cela se confirmerait, on serait vraisemblablement amené a prévoir une architecture multiprocesseur de façon à réduire le temps de calcul, surtout pour les lignes avec piquage. Le choix définitif de la fréquence d'échantillonnage ne peut être fait qu'à la fin de ces études.

IV.2.2 - Essais sur un processeur vectoriel

Au niveau de la recherche de nouveaux principes de protection, on essaie de s'affranchir des problèmes de développement technologique, tâche qui relève d'avantage du domaine des constructeurs. Dans cette optique, l'EdF dispose d'un processeur à structure vectorielle permettant l'exécution rapide simultanée de plusieurs calculs, ce qui permet de tester en temps réels les nouveaux principes de protection, et de les comparer entre eux.

On a procédé à la programmation [24] , [25] des méthodes de Takagi-Phase et Esclangon sur ce processeur vectoriel, en utilisant deux languages : Assembleur et Fortran. L'assembleur permet des vitesses énormes à cause des optimisations susceptibles d'être apportées aux programmes. Néanmoins la programmation est ardue et lente. La programmation en Fortran, suivie d'une compilation en assembleur, facilite beaucoup la tâche du programmateur mais augmente considérablement le temps de calcul, faute d'optimisation. On a comparé les temps de boucle du processeur vectoriel et du processeur scalaire INTEL 8086. Les résultats sont présentés au tableau IV.4 (ces études considèrent la détection du défaut sur un échantillon).

	PROCESSEUR VECTORIEL		PROCESSEUR SCALAIRE
LANGUAGE DE PROGRAMMATION	ASSEMBLEUR	FORTRAN	ASSEMBLEUR
TAKAGI-PHASE	15	250	400
ESCLANGON	16	-	420

COMPARAISON DES TEMPS DE BOUCLE (en µs)
TABLEAU IV.4

On s'apperçoit d'après ce tableau que la programmation sur le processeur vectoriel en language évolué fournit des temps de boucle acceptables et inférieurs à ceux obtenus sur un processeur scalaire.

IV.3 - ASPECT COMMUNICATION [27]

Actuellement, EDF envisage trois types de supports de télécommunication susceptibles d'offrir les largeurs de bande nécessaires aux besoins des protections différentielles de ligne :

- les câbles coaxiaux intégrés dans les câbles de garde des lignes THT. Ce type de système permet de transmettre 6 voies téléphoniques bilatérales (12 prochainement) sur des distances inférieures à 40 km. Des distances supérieures pourraient être obtenues au prix de l'emploi de répéteurs et de téléalimentations. Compte tenu de ses performances, cette solution apparait onéreuse.

- les faisceaux hertziens. Ce type de liaison est souvent utilisé à l'étranger pour les besoins des téléprotections. En France, EDF est en pourparler depuis plusieurs années avec les PTT pour obtenir l'autorisation de mettre en place un réseau spécifique de faisceaux hertziens. La technique de ces liaisons ne semble pas soulever de problème important, si ce n'est que la transmission peut être affectée par certaines perturbations (fading, absorption due à la pluie) qui peuvent ête corrélées avec les périodes à forte probabilité de défaut (ex : orage) ; aussi il pourrait s'avérer nécessaire de doubler les liaisons par des moyens de nature différente. Les investissements nécessaires à la constitution d'un tel réseau sont lourds.

- les fibres optiques. Ces dernières peuvent être insérées dans les câbles de garde des lignes THT, ou simplement attachées aux conducteurs d'énérgie. La deuxième solution peut être appliquée aux lignes existantes, mais présente moins de sécurité. La première solution peut être envisagée pour les lignes neuves, plus difficilement pour des lignes anciennes (mais à condition de changer le câble de garde). Plusieurs liaisons expérimentales existent à l'étranger, principalement en Angleterre et au Canada ; en France, une expérimentation est prévue pour l'année 1985 (projet CORES). A l'heure actuelle, des liaisons sans répéteur sont possibles pour une distance d'une vingtaine de kilomètres, ce chiffre étant appelé à croître rapidement dans les prochaines années ; des liaisons de grande longueur sont envisagées vers 1988. Les fibres optiques présentent l'avantage d'une immunité aux pertubations électriques et électromagnétiques, d'un poids très inférieur à celui des câbles coaxiaux, d'une grande capacité de transmission, d'une très grande qualité en ce qui concerne la transmission (taux d'erreur, sécurité). Néanmoins, quelques problèmes restent encore à résoudre parmi lesquels on peut citer l'alimentation des répéteurs en ligne.

CONCLUSION

La présente thèse a permis de montrer qu'il était d'ores et déjà possible de réaliser une protection différentielle d'onde pour le réseau THT, tant en ce qui concerne la validité des méthodes utilisées qu'en ce qui concerne la possibilité de disposer d'équipements numériques suffisament rapides.

Au premier chapitre, nous avons établi le principe de la P.D.O. basé sur deux modèles :

- un modèle élaboré, tenant compte de la distorsion due à l'effet pelliculaire et à la propagation dans le sol (modèle complet).

- un modèle plus simple, avec des paramètres de propagation indépendants de la fréquence (modèle sans distorsion).

Nous avons étendu ce principe à des lignes polyphasées et aux lignes avec piquage.

En utilisant le modèle sans distorsion, nous avons étudié trois méthodes :

- la méthode de Takagi-mode, utilisant le modèle sans distorsion tel qu'il est, pour une ligne triphasée.

- la méthode de Takagi-phase, appliquant le principe de la P.D.O. directement en phase, comme si l'on avait affaire à trois lignes monophasées.

- la méthode d'Esclangon, utilisant le modèle sans distortion pour une ligne en nappe horizontale.

Au chapitre II, nous avons appliqué ces trois méthodes à des modèles numériques des réseaux. Nous avons étudié l'influence sur les résultats des diverses simplifications et des incertitudes sur les paramètres des lignes.

Tous les types de défauts ont été simulés. Les méthodes simplifiées s'avèrent suffisamment performantes, même pour des configurations de réseau complexes.

Une méthode dite "complète", basée sur le modèle complet a été utilisée au chapitre III conjointement aux méthodes de Takagi-phase et d'Esclangon, pour tester la P.D.O. sur des défauts réels.

Les résultats se sont montrés tout à fait concluants. Des erreurs dûes aux réducteurs de mesure empêchent une amélioration des résultats par l'utilisation de la méthode complète. Aussi les méthodes simplifiées suffisent-elles pour les besoins de la protection.

Au dernier chapitre, nous avons étudié des algorithmes de redressement du signal différentiel. Les deux algorithmes (commutation et addition) se sont montrés également performants.

Le choix final entre les deux méthodes simplifiées a été porté sur la méthode Takagi-Phase associée à l'algorithme "commutation", car elle nécessite le temps de boucle de calcul (sur microprocesseur 8086 INTEL) le plus court.

La réalisation effective de protections expérimentales basées sur cette étude associées aux nouveaux moyens de transmission prévus par EdF pour la communication d'informations entre postes THT (fibres optiques ou faisceaux hertziens), est actuellement prévue pour la fin de l'année 1984.

BIBLOGRAPHIE

1 J.P BARRET, M. GRIVEAU
"Insuffisances des protections du type "Distance"
HR 10 133/4 du 19/07/72 - Rapport interne EdF - BARRET, GRIVEAU

2 M. GRIVEAU
"Performances comparées de diverses protections utilisant une liaison entre les deux extrémités de la ligne protégée" HR 10132/4 du 19/07/72 - Rapport interne EdF -

3 G METZGER et J.P VABRE
"Electronique des Implusions, Tome II 2ème édition - MASSON et CIE

4 PH. ESCLANGON - B. BEZELGUES
"Protection Différentielle Utilisant les Ondes Mobiles Relatives aux modes", HR 7812/2 du 31/08/67 - Rapport interne EdF

5 T. TAKAGI, J. BABA, K. UEMURA, and T. SAKAGUCHI,
"Fault Protection Based on Travelling wave theory Part - I Theory", IEEE PES Summer meeting A77 750 - 3 July 1977

6 J. BASS
"cours de mathématiques Tome 1 fascicule 1", 5ème Edition - MASSON

7 PH. ESCLANGON
"Equations de Propagation sur Ligne Polyphasée : Applications", EdF : Bulletin de la D.E.R., Serie B ; Réseaux Electriques n° 1 1968 pp. 27 - 44

8 R. WILSON LONG, D. GELOPULOS
Component Transformations Eigenvalue Analysis succintly Defines Their Relationships IEEE PAS Vol. PAS - 101, n° 10 October 82

9 M.C. PERZ
"Propagation Analysis of HF currents and voltages on Lossy Power Lines"; IEEE PES Winter meeting, N.Y. January/February 1973

10 J.R. CARSON
"wave Propagation in Overhead wires with ground return", Bell Syst. Tech. J., vol. 5, pp 539 - 554, 1926

11 P. ERHARD
"Carmona - Programme de calcul des caractèristiques des modes naturels des lignes à T.H.T." HR 44 - 1518 PE/MR du 09/08/82 Rapport interne EdF

12 T.TAKAGI and al.
"Fault Protection Based on Travelling ave Theory - Part II sensitivity analysis and Laboratory Test" IEEE PES Winter meeting Feb 1978

13 P.C. MAGNUSSON
"Travelling waves on multi-conductor Open-Wire Lines - A Numerical Survey of the Effects of Frequency Dependence of Modal Composition" IEEE PES Summer meeting 9-14 July 1972

14 J.K. SNELSON
"Propagation of Travelling waves on Transmission Lines - Frequency Dependent Parameters" IEEE PICA Conference May 1971

15 P. ERHARD
"Programme Reponses Impulsionnelles de Ligne" Resultats Internes

16 T.TAKAGI and al.
"Feasibility Study for a current Differential Carrier Relay System Based on Travelling Wave Theory" - IEEE PES Winter meeting Feb 1978

17 T.TAKAGI and al.
"Digital Differential Relaying System for Transmision Line Primary Protection Using Travelling Wave Theory - Its Theory and Field Experience" IEEE PES Winter meeting Feb 1979

18 P. BORNARD et P. ERHARD
"Simulateur d'Essai des Protections du Réseau à T.H.T - Besoins et choix Fondamentaux" MR 44 - 1530 PB-PE/BSF - 22/09/82 Rapport Interne EdF

19 C. CORROYER, M. CHOREL
"Protections des liaisons T.H.T. à Extrémités multiples". CIGRE Septembre 1982

20 J.M TESSERON et M. NOURRIS
"Enregistrement Numérique et Analyse des Défauts en Réseau" - Journée SEE du 17 Juin 1982

21 W.S. MEYER, H.W. DOMMEL
"Numerical Modelling of Frequency Dependent Transmission Line Parameters in an Electromagnetic Transients Program" - IEEE Trans. Winter meeting January 1974 pp. 1401 - 1409

22 K. SUZUKI et al.
A new type micropocessor based Directional Distance Relay - Its design and field experience". IEEE Summer meeting 07/1979

23 G.W. SWIFT
"The spectra of Fault Induced Transients" IEEE PES vol. PAS-98 n° 3 may/june 1979

24 ABDOUS
"Simulation d'une P.D.O. sur processeur Vectoriel - méthode de Takagi-Phase" - Rapport de stage 09/82 - EdF

25 LIFONTI
"Simulation d'une P.D.O. sur Processeur Vectoriel méthode d'Esclangon" - Rapport de stage 11/82 - EdF

26 M. CHAMIA and al.
"Transient Behavior of Associated Instrument Transformers and High - Speed Distance and Directional comparison Protection" - Colloquium in Melbourne 10/1979 - CIGRE

27 G. LEPAGNOL
"Intégration des liaisons de Télécommunication par câble de garde Equipé de Fibres Optique dans le Réseau de Sécurité EdF". Note Interne EdF du 21/02/83.

ANNEXE A

A.I - LIGNE MONOPHASEE SIMPLE

On réecrit les équations (I.16) et (I.17)

$$\Sigma_I(t) = e^{-\alpha.l} \cdot \left[\frac{v_E(t-\tau)}{R_c} - i_E(t-\tau)\right] - \left[\frac{v_B(t)}{R_c} + i_B(t)\right] \quad (A.1)$$

$$\Sigma_R(t) = e^{-\alpha.l} \cdot \left[\frac{v_B(t-\tau)}{R_c} - i_B(t-\tau)\right] - \left[\frac{v_E(t)}{R_c} + i_E(t)\right] \quad (A.2)$$

durant un défaut en D, les tranches de lignes DE et DB restent homogènes (figure A.1), bien que la ligne, au point D, ne le soit pas.

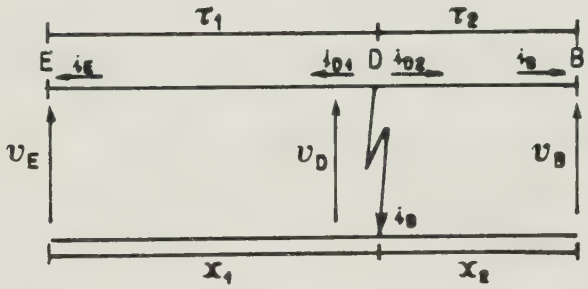


FIGURE A.1

Donc on a le droit d'écrire pour l'onde incidente :

$$\frac{V_D(t-\tau_2)}{R_c} + i_{D2}(t-\tau_2) = \left[\frac{V_R(t)}{R_c} + i_B(t)\right] \cdot e^{\alpha.x_2} \quad (A.3)$$

$$\frac{V_D(t-\tau_2)}{R_c} - i_{D2}(t-\tau_2) = \left[\frac{V_E(t-\tau_2-\tau_1)}{R_c} - i_E(t-\tau_2-\tau_1)\right] e^{-\alpha.x_1} \quad (A.4)$$

et en plus :

$$i_D(t) = -(i_{D1}(t) + i_{D2}(t)) \quad (A.5)$$

pour évaluer Σ_I, il suffit de faire la différence entre (A.4) et (A.3) :

$$\left[\frac{v_D(t-\tau_2)}{R_c} - i_{D1}(t-\tau_2)\right] - \left[\frac{v_D(t-\tau_2)}{R_c} + i_{D2}(t-\tau_2)\right]$$

$$= e^{\alpha.x_2} \cdot \left\{e^{\alpha.l} \cdot \left[\frac{v_E(t-\tau)}{R_c} - i_E(t-\tau)\right] - \left[\frac{v_B(t)}{R_c} + i_B(t)\right]\right\} = e^{\alpha.x_2}\ \Sigma_I(t)$$

Donc, d'après (A.5) :

$$\Sigma_I (t) = e^{-\alpha . x_2} \cdot i_D (t - \tau_2) \qquad (A.6)$$

De même, pour l'onde réfléchie :

$$\frac{v_D (t - \tau_1)}{R_c} + i_{D1} (t - \tau_1) = \left[\frac{v_E (t)}{R_c} + i_E (t) \right] . e^{\alpha . x_1} \qquad (A.7)$$

$$\frac{v_D (t - \tau_1)}{R_c} - i_{D2} (t - \tau_1) = \left[\frac{v_B (t - \tau_1 - \tau_2)}{R_c} - i_B (t - \tau_1 - \tau_2) \right] . e^{-\alpha . x_2} \qquad (A.8)$$

donc :

$$\Sigma_R (t) = e^{-\alpha . x_1} \cdot i_D (t - \tau_1) \qquad (A.9)$$

A.II - LIGNE MONOPHASEE AVEC PIQUAGE

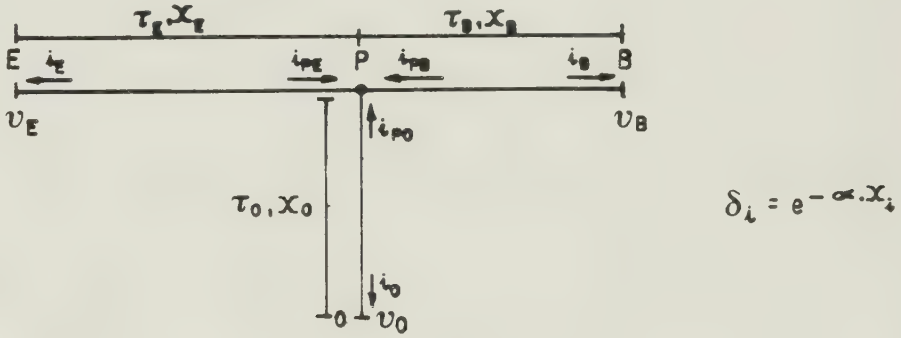


FIGURE A.2.

On sait que : $$i_{PE} + i_{PB} + i_{PO} = 0 \qquad (A.10)$$

Nous allons réécrire cette équation en fonction des tensions et courants aux postes E,B et O. Pour cela, on part des équations des ondes mobiles pour chaque tronçon. Pour simplifier l'écriture nous appelerons $\delta i = e^{-\alpha . x_i}$

tronçon E - P :

$$\delta_E \cdot \left[- i_{PE}(t) + \frac{1}{R_c} \cdot v_p(t) \right] = i_E(t + \tau_E) + \frac{1}{R_c} . v_E (t + \tau_E) \qquad (A.11.a)$$

$$i_{PE}(t) + \frac{1}{R_c} . v_p (t) = \left[-i_E (t - \tau_E) + \frac{1}{R_c} . v_E (t - \tau_E) \right] . \delta_E \qquad (A.11.b)$$

tronçon B - P :

$$\delta_B \cdot \left[-i_{PB}(t) + \frac{1}{R_c} \cdot v_p(t) \right] = i_B(t+\tau_B) + \frac{1}{R_c} \cdot v_B(t+\tau_B) \qquad \text{(A.12.a)}$$

$$i_{PB}(t) + \frac{1}{R_c} \cdot v_p(t) = \left[- i_B(t-\tau_B) + \frac{1}{R_c} \cdot v_B(t-\tau_B) \right] \cdot \delta_B \qquad \text{(A.12.b)}$$

tronçon O - P :

$$\delta_O \cdot \left[-i_{PO}(t) + \frac{1}{R_c} \cdot v_p(t) \right] = i_O(t+\tau_O) + \frac{1}{R_c} \cdot v_B(t-\tau_O) \qquad \text{(A.13.a)}$$

$$i_{PO}(t) + \frac{1}{R_c} \cdot v_p(t) = \left[-i_O(t-\tau_O) + \frac{1}{R_c} \cdot v_O(t-\tau_O) \right] \cdot \delta_O \qquad \text{(A.13.b)}$$

Si nous éliminons $v_p(t)$ dans chacune de ces équations, nous obtiendrons :

$$\frac{-1}{\delta_E} \cdot \left[i_E(t+\tau_E) + \frac{1}{R_c} \cdot v_E(t-\tau_E) \right] + \left[- i_E(t-\tau_E) + \frac{1}{R_c} \cdot v_E(t-\tau_E) \right] \cdot \delta_E -$$

$$- \frac{1}{\delta_B} \cdot \left[i_B(t+\tau_B) + \frac{1}{R_c} \cdot v_B(t+\tau_B) \right] + \left[- i_B(t-\tau_B) + \frac{1}{R_c} \cdot v_B(t-\tau_B) \right] \cdot \delta_B -$$

$$- \frac{1}{\delta_O} \cdot \left[i_O(t-\tau_O) + \frac{1}{R_c} \cdot v_O(t+\tau_O) \right] + \left[- i_O(t-\tau_O) + \frac{1}{R_c} \cdot v_O(t-\tau_O) \right] \cdot \delta_O$$

$$= + 2 \cdot (i_{PE}(t) + i_{PB}(t) + i_{PO}(t)) = 0 \qquad \text{(A.14)}$$

En cas de défaut sur l'un des tronçons, la première égalité de l'équation (A.14) n'est plus valable et une grandeur différentielle $\Sigma_p(t)$, définie comme :

$$\Sigma_p(t) = \text{la partie gauche de l'équation (A.14)}$$

permettra de détecter l'existence éventuelle d'un défaut interne, au cas où $\Sigma_p(t) \neq 0$. Pour évaluer la signification de Σ_p, nous réécrirons les équations (A.11) en tenant compte du défaut au point D (figure A.3) :

onde réfléchie :

$$\frac{v_D(t+\tau_2)}{R_c} - i_{D2}(t+\tau_2) = \left[\frac{v_p(t)}{R_c} - i_{PE}(t) \right] \cdot \delta_2$$

$$\frac{v_D(t+\tau_2)}{R_c} + i_{D1}(t+\tau_2) = \left[\frac{v_E(t+\tau_E)}{R_c} + i_E(t+\tau_E) \right] \cdot \frac{1}{\delta_1}$$

En plus : $i_D(t) = -(i_{D1}(t) + i_{D2}(t))$

donc :

$$\frac{-1}{\delta_2} \cdot i_D(t+\tau_2) + \left[\frac{v_p(t)}{R_c} - i_{PE}(t)\right] = \frac{1}{\delta_E} \cdot \left[\frac{v_E(t+\tau_E)}{R_c} + i_E(t+\tau_E)\right] \qquad (A.15)$$

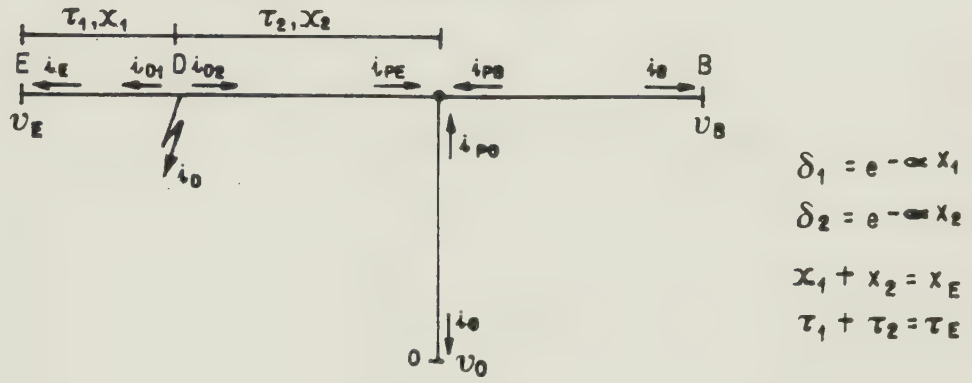


FIGURE A.3

Onde incidente :

$$\frac{v_D(t-\tau_2)}{R_c} + i_{D2}(t-\tau_2) = \left[\frac{v_p(t)}{R_c} + i_{PE}(t)\right] \cdot \frac{1}{\delta_2}$$

$$\frac{v_D(t-\tau_2)}{R_c} - i_{D1}(t-\tau_2) = \left[\frac{v_E(t-\tau_E)}{R_c} - i_E(t-\tau_E)\right] \cdot \delta_1$$

d'où il s'ensuit :

$$\delta_2 \cdot i_D(t-\tau_2) + \left[\frac{v_p(t)}{R_c} + i_{PE}(t)\right] = \delta_E \cdot \left[\frac{v_E(t-\tau)}{R_c} - i_E(t-\tau)\right] \qquad (A.15.b)$$

En utilisant les expressions (A.15) à la place de (A.11) dans l'établissement de Σ_p, on conclut finalement que :

$$\Sigma_p = \delta_2 \cdot i_D(t-\tau_2) + \frac{1}{\delta_2} \cdot i_D(t+\tau_2) \qquad (A.16)$$

ANNEXE B

B.I - CALCUL DES PARAMETRES LINEIQUES D'UNE LIGNE

Soit une ligne à n conducteurs identiques (figure B.1) :

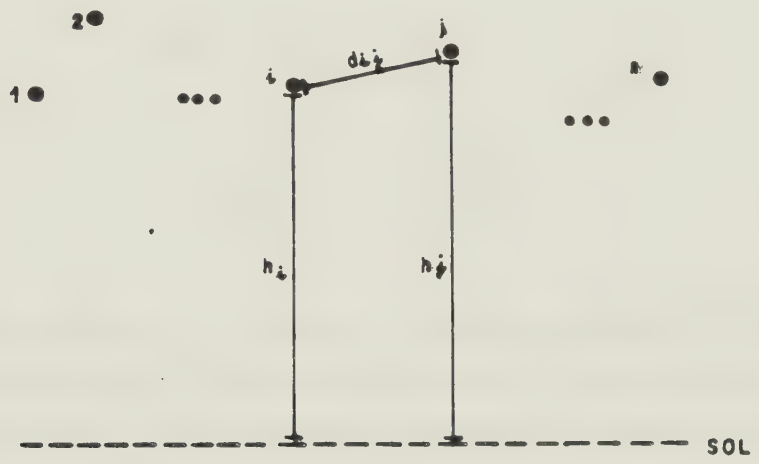


FIGURE B.1

On se propose à calculer les paramètres linéïques de la ligne. Pour cela, on doit tenir compte de l'hypothèse de l'homogénéité et donc calculer la hauteur moyenne de chaque conducteur, puisque la hauteur varie d'un point à l'autre tout au long de la portée.

Donc [9] : $$hi = h\,min_i + \frac{1}{3}(hmax_i - hmin_i) \qquad (B.1)$$

Les formules suivantes fournissent les paramètres recherchés :

- matrice $[R]$:

$$[R] = [R_C] + [R_E] \qquad (B.2)$$

avec :

$r_{cij} = 0 \quad i \neq j$

$r_{cii} = r$, r étant la résistance linéïque des conducteurs

$r_{Eij} (= r_{Eji})$ correction de Carson [10] due à la propagation dans le sol.

- matrice $[L]$:

$$[L] = [L_C] + [L_E] \qquad \text{(B.3)}$$

avec : $l_{cij} = \frac{\mu_o}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \quad i \neq j$

et $D_{ij} = \sqrt{4\, hihj + d_{ij}^2}$

$$l_{cii} = \frac{\mu_o}{2 \cdot \pi} \ln \frac{2\, hi}{R'_c}$$

R'_c est le rayon équivalent du conducteur. En basse fréquence, R'_c est plus petit que le rayon réel du conducteur (R_c) pour tenir compte de l'inductance interne.

S'il s'agit d'un faisceau à K subconducteurs, le rayon équivalent vaut :

$R'_{CF} = \sqrt[K]{K \frac{R'_c}{R}}$ R étant le rayon du cercle passant par le centre des K subconducteurs

l_{Eij} ($= l_{Eji}$) correction de Carson pour les inductances

- matrice $[C]$:

$$[C] = [\Delta_c]^{-1} \qquad \text{(B.4)}$$

avec : $\Delta c_{ij} = 2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_o \cdot \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \quad i \neq j$

$$\Delta c_{ii} = 2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_o \cdot \ln \frac{2\, h_i}{R_c}$$

Sauf pour les hautes fréquences, la matrice $[\Delta]$ n'est pas affectée par la propagation dans le sol.

La matrice $[G]$ est tout à fait négligeable devant la matrice $[C]$. On ne la prendra donc pas en compte par la suite.

Si on définit deux matrices $[F]$ et $[F']$, avec :

$$f'_{ij} = f_{ij} = \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \qquad i \neq j$$

$$f'_{ii} = \ln \frac{2 h_i}{R'_c}$$

$$f_{ii} = \ln \frac{2 h_i}{R_c}$$

on pourra alors écrire :

$$[L_c] = \frac{\mu_o}{2 . \pi} \cdot [F']$$

$$[C] = 2 . \pi . \varepsilon_o . [F]^{-1}$$

B.II - CAS PARTICULIERS

. Ligne parfaitement transposée : c'est une ligne dont les phases sont équidistantes du sol et aussi équidistantes entre elles. On conclut donc que :

- l_{cij} sont égaux pour tout i, j et $i \neq j$
- Δ_{cij} sont égaux pour tout i, j et $i \neq j$

En plus, les corrections de Carson seront aussi les mêmes pour tout i, j.
Donc, les matrices $[R]$, $[L]$ et $[C]$ seront des matrices n x n du genre :

$$\begin{bmatrix} a & b & \cdots & & b \\ b & a & \cdots & & b \\ \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \\ b & \cdots & \cdots & a & b \\ b & & & b & a \end{bmatrix}$$

. Ligne sans pertes

Dans ce cas, $R'_c = R_c$ et en plus :

$$[R] = 0, \quad [L_E] = 0$$

Par conséquent, $[F'] = [F]$ et

$$[L_c] = \frac{\mu_o}{2.\pi} . [F]$$

$$[C] = 2.\pi.\varepsilon_o . [F]^{-1}$$

. Ligne avec câble de garde

Puisque le câble de garde est mis à la terre dans chaque pylône, on peut le considérer comme étant au potentiel nul. On a le droit, à ce moment-là, d'éliminer le câble de garde, tout en introduisant son influence dans les conducteurs de phase.

ANNEXE C

THEORIE DES MODES DE PROPAGATION

C.1 - INTRODUCTION [6] , [7] , [8]

Réécrivons les équations (I.22), pour une ligne triphasée :

$$\frac{\partial^2}{\partial_x{}^2} [V] = [Q] . [V] \qquad \text{(C.1.a)}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial_x{}^2} [I] = [X] . [I] \qquad \text{(C.1.b)}$$

avec $[Q] = [Z] . [Y]$
$[X] = [Y] . [Z]$

On peut diagonaliser la matrice $[Q]$ (équation (C.1.a)) par un changement judicieux de base. Cette base est constituée par les vecteurs propres de $[Q]$, la matrice diagonalisée ayant dans la diagonale principale les valeurs propres de $[Q]$.

Soit $[T]$ la matrice formée par les vecteurs propres de $[Q]$. Le changement de base s'effectue par :

$$[V_M] = [T]^{-1} . [V] \qquad \text{(C.2)}$$

Le vecteur $[V_M]$ est constitué par les "tensions de mode". La substitution de (C.2) en (C.1.a) entraîne :

$$[T] . \frac{\partial^2}{\partial_x{}^2} [V_M] = [Q] . [T] . [V_M]$$

$$\frac{\partial^2}{\partial_x{}^2} [V_M] = [T]^{-1} . [Q] . [T] . [V_M] = [\lambda] . [V_M] \qquad \text{(C.3)}$$

Nous appelerons la matrice diagonale $[\lambda]$, "matrice des constantes de propagation".

Résoudre l'expression (C.3) revient alors à résoudre 3 équations de propagation indépendantes, ayant comme ondes de tension, les tensions modales. La constante de propagation de chaque onde de tension modale j est $\gamma^{(j)} = \sqrt{\lambda^{(j)}}$, ($\lambda^{(j)}$ est le terme jj de $[\lambda]$).

Si nous raisonnons de la même façon pour l'équation (C.I.b) des courants, nous aboutirons au changement de base suivant :

$$[I_M] = [C]^{-1} . [I] \qquad (C.4)$$

avec : $[C]$ → matrice 3 x 3, chaque colonne étant formée par les vecteurs propres de $[X]$.

$[I_M]$ → vecteur des courants de mode.

$[Q]$ et $[X]$ n'étant pas symétriques, elles n'ont pas les mêmes vecteurs propres et par conséquent $[C] \neq [T]$. Néanmoins, la matrice $[X]$ est toujours la transposée de $[Q]$ du fait que nous avons affaire à un réseau passif. Donc, nous trouverons les mêmes valeurs propres pour $[Q]$ et $[X]$, si bien que la matrice $[\lambda]$ de propagation des tensions et courants de mode est la même.

En substituant (C.4) en (C.1.b) :

$$\frac{\partial^2}{\partial_x{}^2} . [I_M] = [C]^{-1} . [X] . [C] . [I_M] = [\lambda] . [I_M] \qquad (C.5)$$

Les trois modes de propagation dans une ligne triphasée sont nommés : biphilaire (B), interfil (I) et homopolaire (H).

Réécrivons l'équation (C.3), selon cette nomenclature :

$$\frac{\partial^2}{\partial_x{}^2} \begin{bmatrix} V_M^{(B)} \\ V_M^{(I)} \\ V_M^{(H)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda^{(B)} & 0 & 0 \\ 0 & \lambda^{(I)} & 0 \\ 0 & 0 & \lambda^{(H)} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_M^{(B)} \\ V_M^{(I)} \\ V_M^{(H)} \end{bmatrix} \qquad (C.6)$$

La résolution de (C.6) prendra la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_M^{(B)} \\ V_M^{(I)} \\ V_M^{(H)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma^{(B)}.x} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\gamma^{(I)}.x} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma^{(H)}.x} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a^{(B)} \\ V_a^{(I)} \\ V_a^{(H)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e^{\gamma^{(B)}.x} & 0 & 0 \\ 0 & e^{\gamma^{(I)}.x} & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma^{(B)}.x} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_b^{(B)} \\ V_b^{(I)} \\ V_b^{(H)} \end{bmatrix} \quad (C.7)$$

$V_a^{(j)}$ et $V_b^{(j)}$ sont des constantes d'intégration du mode j.

Nous pouvons écrire (C.7) sous forme matricielle :

$$[V_M] = [E_{(-x)}] \cdot [V_a] + [E_{(x)}] \cdot [V_b] \quad (C.8.a)$$

Pareillement, la résolution de (C.5) s'écrira :

$$[I_M] = [E_{(-x)}] \cdot [I_a] + [E_{(x)}] \cdot [I_b] \quad (C.8.b)$$

Reprenons maintenant les équations (I.21) liant les tensions et courant de phase :

$$\frac{\partial}{\partial x} [V] = - [Z] \cdot [I]$$

$$\frac{\partial}{\partial x} [I] = - [Y] \cdot [V]$$

Les changements de base introduits précédemment entraîneront :

$$\frac{\partial}{\partial x} [V_M] = - [T]^{-1} \cdot [Z] \cdot [C] \cdot [I_M] \quad (C.9.a)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} [I_M] = - [C]^{-1} \cdot [Y] \cdot [T] \cdot [V_M] \quad (C.9.b)$$

En dérivant (C.8.a) et C.8.b) par rapport à x :

$$\frac{\partial}{\partial x} [V_M] = - [\gamma] \cdot \left\{ [E_{(-x)}] \cdot [V_a] - [E_{(x)}] \cdot [V_b] \right\} \quad (C.10.a)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} [I_M] = - [\gamma] \cdot \left\{ [E_{(-x)}] \cdot [I_a] - [E_{(x)}] \cdot [I_b] \right\} \quad (C.10.b)$$

$[\gamma]$ matrice diagonale formée par les constantes de propagation modales $\gamma^{(j)}$.

Si nous substituons maintenant (C.10) en (C.9) :

$$[E_{(-x)}] \cdot [V_a] - [E_{(x)}] \cdot [V_b] = [Y]^{-1} \cdot [T]^{-1} \cdot [Z] \cdot [C] \cdot [I_M] = [Z_M] \cdot [I_M] \qquad \text{(C.11.a)}$$

$$[E_{(-x)}] \cdot [I_a] - [E_{(x)}] \cdot [I_b] = [Y]^{-1} \cdot [C]^{-1} \cdot [Y] \cdot [T] \cdot [V_M] = [Y_M] \cdot [V_M] \qquad \text{(C.11.b)}$$

On peut montrer que $[Z_M]$ et $[Y_M]$ sont diagonales et que : $[Z_M] = [Y_M]^{-1}$. La matrice $[Z_M]$ est appellée "matrice des impédances caractéristiques des modes".

Reste à calculer les constantes d'intégration. Ce calcul peut être fait en tenant compte des équations (C.8) et (C.11).

Tout comme pour une ligne monophasée, nous pouvons montrer que les constantes d'intégration valent :

$$[V_a] = \frac{1}{2} \cdot \left\{ [V_{ME}] - [Z_M] \cdot [I_{ME}] \right\} = [V_{ME}^+] \qquad \text{(C.12.a)}$$

$$[V_b] = \frac{1}{2} \cdot \left\{ [V_{ME}] - [Z_M] \cdot [I_{ME}] \right\} = [V_{ME}^-] \qquad \text{(C.12.b)}$$

$$[I_a] = \frac{1}{2} \cdot \left\{ [Z_M]^{-1} \cdot [V_{ME}] - [I_{ME}] \right\} = [I_{ME}^+] = [Z_M]^{-1} \cdot [V_{ME}^+] \qquad \text{(C.12.c)}$$

$$[I_b] = \frac{-1}{2} \cdot \left\{ [Z_M]^{-1} \cdot [V_{ME}] - [I_{ME}] \right\} = [I_{ME}^-] = - [Z_M]^{-1} \cdot [V_{ME}^-] \qquad \text{(C.12.d)}$$

L'indice E se réfère au poste E. Les signes + et - correspondent aux ondes incidentes et réfléchies, respectivement.

Finalement nous aurons, d'après les équations (C.11) et (C.12) :

$$[V_M] = [Z_M] \cdot [E_{(-x)}] \cdot [I_{ME}^+] - [Z_M] \cdot [E_{(x)}] \cdot [I_{ME}^-] \qquad \text{(C.13.a)}$$

$$[I_M] = [E_{(-x)}] \cdot [I_{ME}^+] + [E_{(x)}] \cdot [I_{ME}^-] \qquad \text{(C.13.b)}$$

Les ondes incidentes et réfléchies dans un point x de la ligne vaudront :

$$[I_M^+] = \frac{1}{2} \left\{ [I_M] + [Z_M]^{-1} \cdot [V_M] \right\} = [E_{(-x)}] \cdot [I_{ME}^+] \qquad \text{(C.14.a)}$$

$$[I_M^-] = \frac{1}{2} \left\{ [I_M] - [Z_M]^{-1} \cdot [V_M] \right\} = [E_{(x)}] \cdot [I_{ME}^-] \qquad \text{(C.14.b)}$$

Il ne reste plus qu'à revenir dans le domaine temporel (rappelons que $[I_M^+]$, $[I_M^-]$ $[I_M]$ et $[V_M]$ sont fonctions de ω et x). Néanmoins, un problème se pose : les matrices $[Z_M]$, $[T]$, $[C]$ et $[\gamma]$ varient avec la fréquence. Le tableau C.1 donne un exemple des valeurs des impédances caractéristiques modales pour plusieurs fréquences.

FREQUENCE (Hz)	IMPEDANCE CARACTERISTIQUE MODALE Z_M (OHMS)		
	MODE BIPHILAIRE	MODE INTERFIL	MODE HOMOPOLAIRE
50	313,6 - j10,6	258,1 - j8,7	670,8 - j101,3
500	311,7 - j2,3	256,4 - j1,9	592,3 - j33,9
1 000	311,1 - j1,6	255,9 - j1,3	581,6 - j28,5
3 000	310,5 - j0,9	255,3 - j0,8	565,1 - j23,7
5 000	310,3 - j0,8	255,1 - j0,7	557,9 - j22,1

TABLEAU C.1

Nous observons que $|Z_M|$ pour les modes biphilaire et interfil (aussi nommés modes aériens) subit une variation de l'ordre du % et celle du mode homopolaire est autour de 10 %, entre 50 et 5 000 Hz. En plus, la partie imaginaire de $[Z_M]$ n'est pas très importante, ceci pour les trois modes.

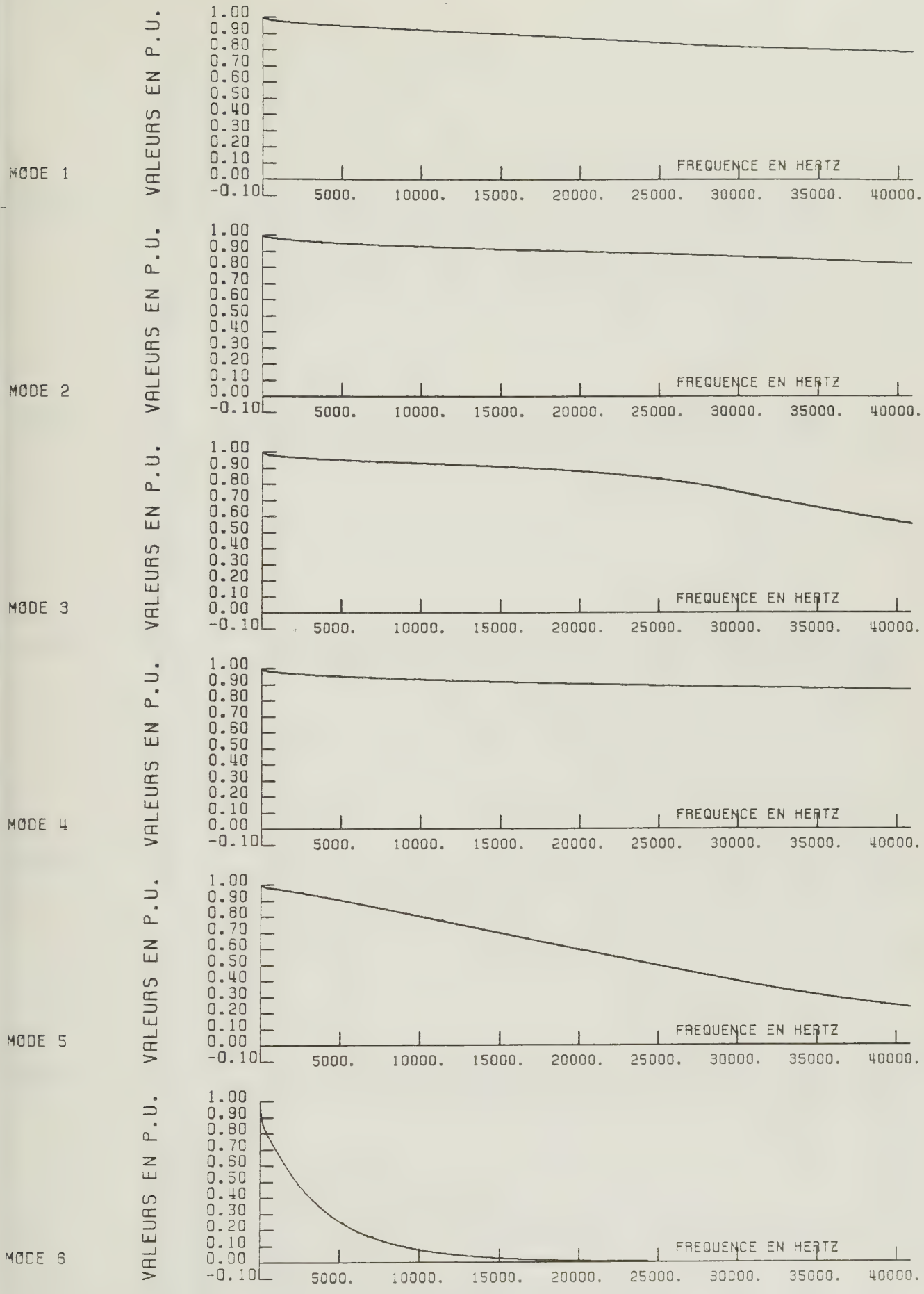
En première approximation nous pouvons donc considérer $[Z_M]$ constante et réelle.

Pour le modèle de ligne sans distortion, nous assimilerons $[R_C]$ au module de $[Z_M]$ à 50 Hz. Pour le modèle complet, nous tiendrons compte des variations de $[Z_M]$ avec la fréquence.

Les variations de $[T]$ et $[C]$ avec la fréquence ne sont pas très importantes. L'erreur commise en assimilant les termes complexes de ces matrices à leur module à 50 Hz, est acceptable [13] . Nous utiliserons cette approximation pour les deux modèles.

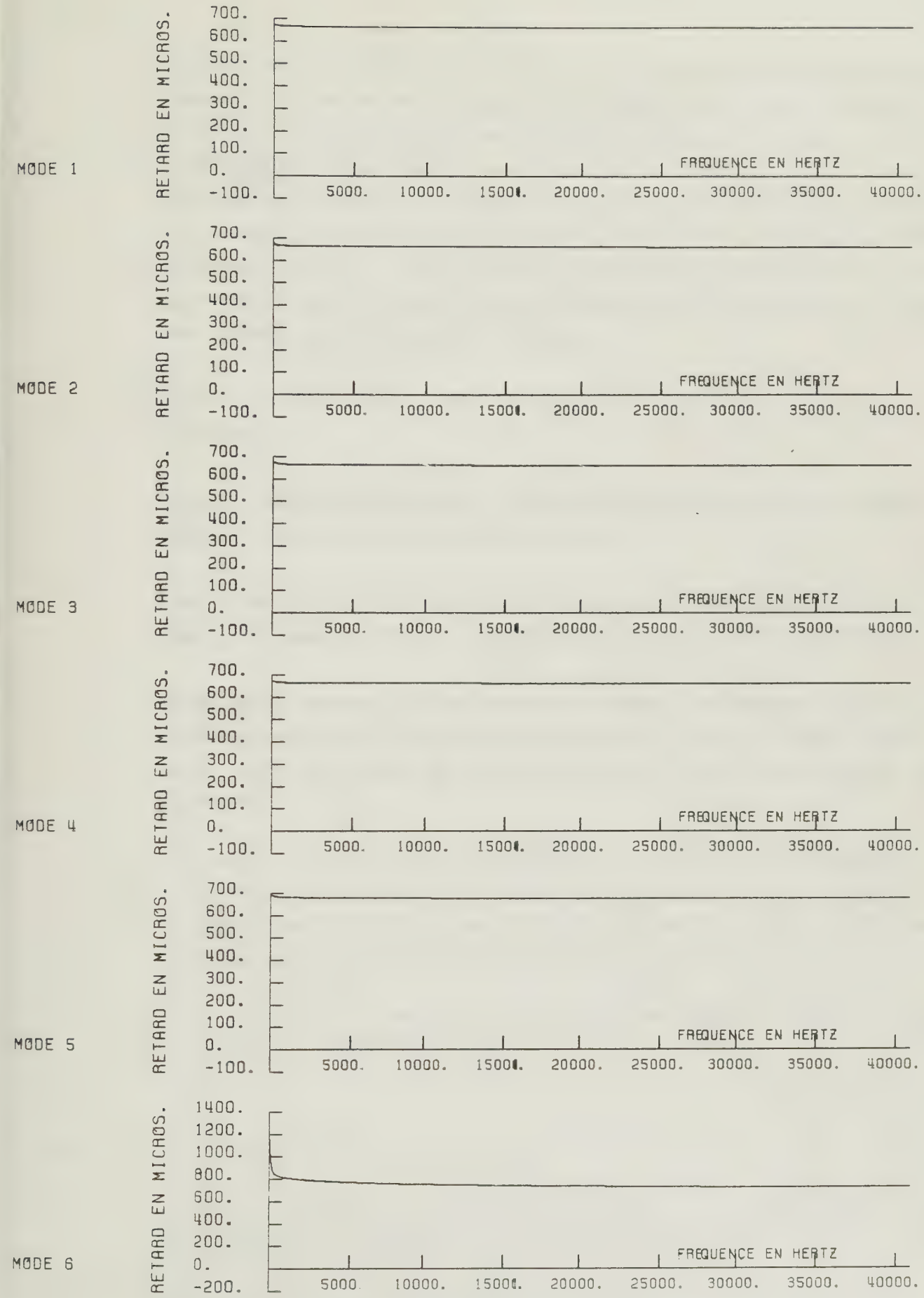
Pour ce qui concerne les variations sur $\gamma = \alpha + j\,\beta$, regardons plutôt les figures C.1 et C.2. Ces figures ont été calculées à l'aide d'un programme digital [11], pour la ligne à 2 ternes S. Vulbas - Tricastin, dont le profil se trouve dans la figure C.3. Cette ligne a donc six modes de propagation.

Dans la figure C.1 nous trouvons l'expression du facteur d'amortissement $e^{-\alpha(\omega).l}$ (l = 198,6 km) en fonction de la fréquence. Les modes 1 à 4 ne subissent pas (sauf peut-être le mode 3 dans les hautes fréquences) une variation importante du facteur d'amortissement. Par contre le mode 5 et surtout le mode 6 sont très fortement amortis. Il est donc raisonnable de prendre a constant pour les modes 1 à 4, mais pas pour les modes 5 et 6.



FACTEUR D'AMORTISSEMENT $e^{-\alpha(\omega).l}$

FIGURE C.1



TEMPS DE PROPAGATION $\tau = \frac{\beta(\omega) \cdot l}{\omega}$

FIGURE C.2

Le temps de propagation $\tau = \frac{\beta(\omega).l}{\omega}$ en fonction de la fréquence se trouve dans la figure C.2. Ce temps de propagation varie légèrement en basse fréquence pour les modes 1 à 5. Cette variation est assez importante pour le mode 6, surtout à très basse fréquence. C'est surtout cette variation de la vitesse de propagation avec la fréquence qui provoque la distortion de l'onde. Le facteur d'amortissement a peu d'influence sur la distortion. Par conséquent, si nous nous plaçons dans le modèle sans distortion, choisir γ constant et égal à sa valeur à 50 Hz correspond à une bonne approximation pour les modes 1 à 4, une approximation raisonnable pour le mode 5, et une mauvaise approximation pour le mode 6.

Dans le modèle complet, nous tiendrons compte des variations de γ avec la fréquence.

Pour le modèle sans distortion, on peut procéder aux calculs directement dans le domaine temporel, sans complications majeures.

Pour ce qui concerne le modèle complet, des produits de convolution s'imposent. Au chapitre III, nous procèderons au calcul de $a_1^{(j)}(t)$ et $a_2^{(j)}(t)$, pour le mode j.

D'une façon générale, à une fréquence donnée, les équations (C.13) et (C.14) constituent un ensemble d'équations de propagation, une pour chaque mode. On peut parler donc de "modes de propagation", ayant les caractéristiques générales suivantes :

- Il existe, pour une ligne à n conducteurs, n tensions et n courants, appellés "modes", chaque mode se propageant indépendamment l'un de l'autre. Le rapport entre la tension et le courant d'un même mode est constant tout au long de la propagation et égal à l'impédance caractéristique modale.

- La tension et le courant d'un même mode se propagent à la même vitesse et subissent le même amortissement.

C.2 - CAS PARTICULIERS

Il y a un cas particulier auquel nous nous intéresserons de près et que nous décrirons ci-dessous. Il s'agit de la ligne parfaitement transposée.

Dans ce cas, les termes ij ($i \neq j$) de $[Z]$ sont tous égaux, et de même pour $[Y]$. Donc, il s'ensuit que : $[Q] = [Z] \cdot [Y] = [Y] \cdot [Z] = [X]$.

Cette égalité entraîne que $[T] = [C]$; aussi, les constantes de propagation des modes aériens sont égales. Plusieurs matrices de transformation découlent de cette simplification. Parmi les plus connues, nous citons :

Transformation de Fortescue

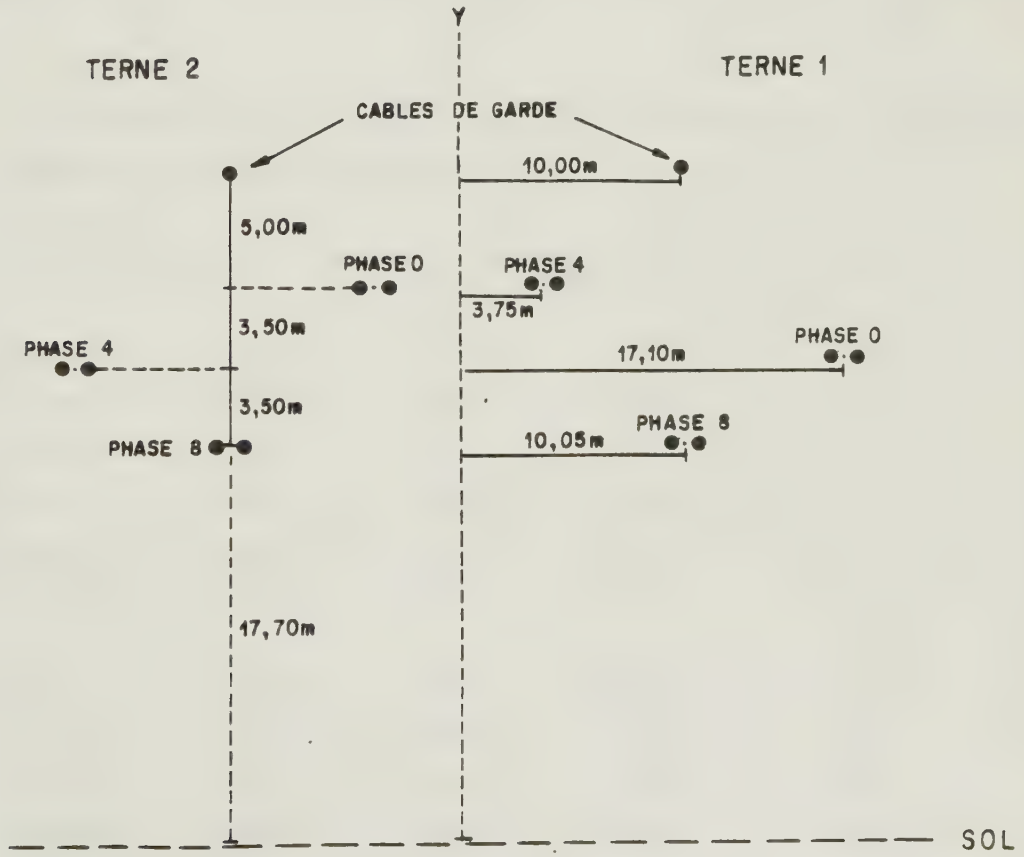
$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \qquad (C.15)$$

Transformation de Clarke

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -2 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \qquad (C.16)$$

C.3 - EXEMPLES

Nous donnons ensuite deux exemples des paramètres de la propagation à 50 Hz. Dans les deux cas de figure, il s'agit de la ligne S. Vulbàs - Tricastin de la figure C.3.



LIGNE : S. VULBAS - TRICASTIN (SYMETRIQUE PAR RAPPORT A L'AXE Y)

LONGUEUR :198,6 km

FIGURE C.3

. LIGNE SIMPLE : On prend le terne 2 tout seul pour simuler ce cas.
Les résultats sont :

$$[T] = \begin{bmatrix} -0{,}805 & 0{,}163 & 0{,}585 \\ 0{,}329 & -0{,}744 & 0{,}572 \\ 0{,}493 & 0{,}648 & 0{,}574 \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -0{,}797 & 0{,}165 & 0{,}570 \\ 0{,}332 & -0{,}749 & 0{,}587 \\ 0{,}504 & 0{,}643 & 0{,}574 \end{bmatrix}$$

$$[\gamma] = \begin{bmatrix} 0{,}410+j10{,}646 & 0 & 0 \\ 0 & 0{,}362 + j10{,}656 & 0 \\ 0 & 0 & 1{,}847 + j15{,}133 \end{bmatrix} \cdot 10^{-4} \text{ en km}^{-1}$$

$$[Z_M] = \begin{bmatrix} 275{,}1 - j10{,}5 & 0 & 0 \\ 0 & 312{,}2 + j9{,}6 & 0 \\ 0 & 0 & 721{,}3 - j87{,}7 \end{bmatrix} \text{ en OHMs}$$

Les vecteurs colonnes de $[T]$ et $[C]$ définissent les trois modes dans l'ordre : Biphilaire, Interfil et Homopolaire.

. LIGNE DOUBLE : C'est la ligne telle qu'elle est dans la figure C.1 :

$$[T] = \begin{bmatrix} -0{,}423 & -0{,}015 & 0{,}441 & -0{,}312 & -0{,}551 & 0{,}401 \\ 0{,}276 & -0{,}621 & -0{,}509 & -0{,}364 & -0{,}184 & 0{,}411 \\ 0{,}495 & 0{,}337 & -0{,}214 & 0{,}520 & -0{,}403 & 0{,}413 \\ -0{,}277 & 0{,}621 & -0{,}509 & -0{,}364 & 0{,}184 & 0{,}411 \\ 0{,}423 & 0{,}016 & 0{,}441 & -0{,}312 & 0{,}551 & 0{,}401 \\ -0{,}495 & -0{,}337 & -0{,}215 & 0{,}520 & 0{,}403 & 0{,}413 \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -0{,}438 & -0{,}029 & 0{,}480 & -0{,}329 & -0{,}562 & 0{,}439 \\ 0{,}268 & -0{,}627 & -0{,}460 & -0{,}323 & -0{,}200 & 0{,}365 \\ 0{,}486 & 0{,}326 & -0{,}243 & 0{,}536 & -0{,}380 & 0{,}417 \\ -0{,}268 & 0{,}627 & -0{,}456 & -0{,}323 & 0{,}200 & 0{,}365 \\ 0{,}438 & 0{,}028 & 0{,}479 & -0{,}329 & 0{,}562 & 0{,}439 \\ -0{,}486 & -0{,}326 & -0{,}243 & 0{,}536 & 0{,}380 & 0{,}417 \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} (0{,}401 + j10{,}624) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (0{,}426 + j10{,}644) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (0{,}361 + j10{,}651) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (0{,}399 + j10{,}666) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (0{,}313 + j10{,}981) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (3{,}036 + j16{,}891) \end{bmatrix} .10^{-4}$$

en km^{-1}

$$[Z_C] = \begin{bmatrix} (279{,}2 - j19{,}7) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (264{,}9 - j11{,}5) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (319{,}9 - j27{,}6) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (262{,}3 + j11{,}8) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (418{,}0 - j8{,}2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (952{,}9 - j173{,}7) \end{bmatrix}$$

en OHMs

Les six modes de propagation dans une ligne à deux termes sont nommés : Biphilaire Double, Interfil Double, Biphilaire Inverse, Interfil Inverse, Interterne et Homopolaire.

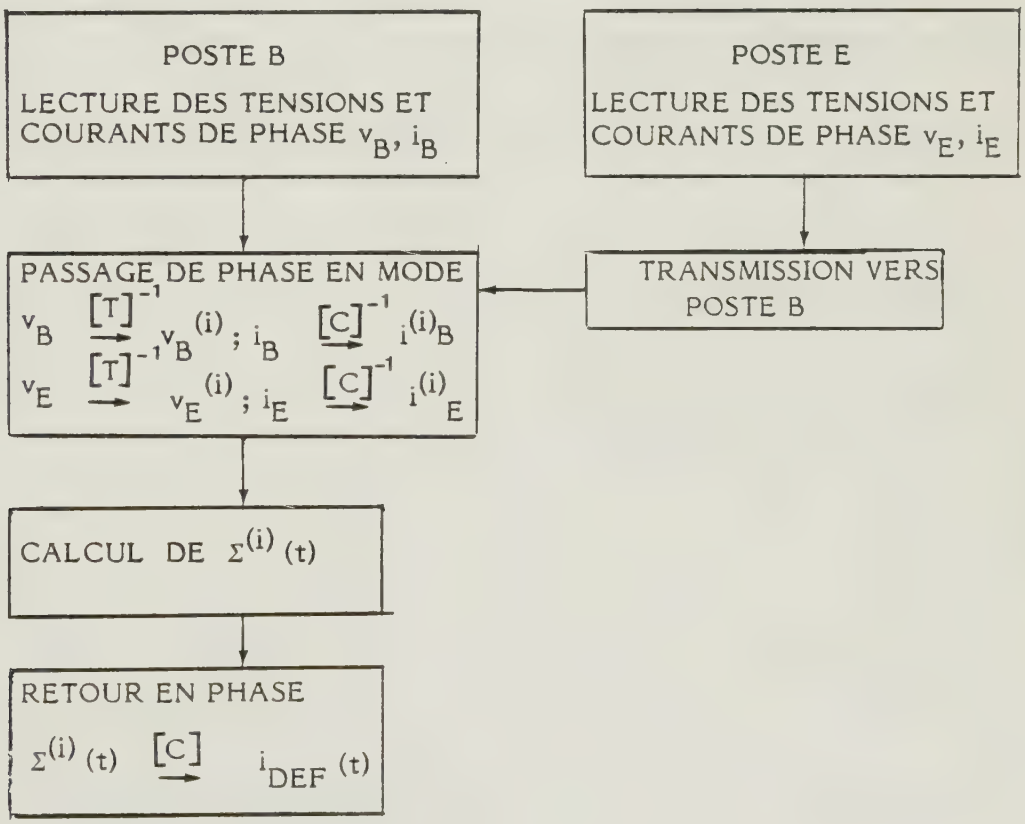
ANNEXE D

MODELE COMPLET DE LIGNE

Réécrivons l'expression (I.19) du "modèle complet", pour le mode i :

$$\Sigma^{(i)}(t) = \left(\frac{v_b^{(i)}(t)}{R_c^{(i)}} + i_B^{(i)}(t)\right) - \left[a_2^{(i)}(t) * \left(\frac{v_B^{(i)}(t)}{R_c^{(i)}} - i_B^{(i)}(t)\right) + a_1^{(i)}(t) * \left(\frac{v_E^{(i)}(t)}{R_c^{(i)}} - i_E^{(i)}(t)\right)\right]$$

Les tensions et courants modaux sont calculés en utilisant les matrices de transformation $[T]^{-1}$ et $[C]^{-1}$ pour la ligne Saint-Vulbas-Tricastin 2 ternes (annexe C.). $R_c^{(i)}$ est le module de l'impédance caractéristique du mode (i) à 50 Hz. Après le calcul de $\Sigma^{(i)}(t)$, on lui applique la transformation $[C]$ pour revenir en phase. Le diagramme ci-dessous illustre le procédé.



PROCEDURE DE CALCUL DU COURANT DIFFERENTIEL D'ONDE

Un programme digital a été développé [15] en vue de calculer a_1 (t) et a_2 (t) pour les modes de propagation. Ce programme tient compte des variations des paramètres linéïques avec la fréquence, dues à la fois à l'effet de peau et à la propagation dans le sol. Les allures de a_1 et a_2 sont montrées dans les figures D.2 et D.3 ci-après.

Nous remarquons que la fonction a_1 possède un support très étroit pour tous les modes, sauf pour le mode homopolaire (mode 6). Le retard observé en a_1 correspond au temps de propagation dans la ligne. La fonction a_2, elle, possède un support compris essentiellement entre 0 et 2 600 µs.

L'application de ces deux fonctions aux enregistrements réels (qui ont un pas d'échantillonnage Δt = 200 µs) pourra se faire avec plus de précision si l'on considère une interpolation linéaire entre échantillons, lors des calculs de convolution. Dans ce cas, la convolution entre a et f pour deux échantillons successifs pourra s'écrire [21] :

$$\int_{u_o}^{u_o+\Delta t} f(t-u) \cdot a(u) \cdot du = \int_{u_o}^{u_o+\Delta t} \left[f(t-u_o) + \frac{(f(t-u_o-\Delta t) - f(t-u_o)).(u-u_o)}{\Delta t} \right] . a(u).du$$

$$= J_n \cdot f(t-u_o) + G_n \cdot f(t-u_o-\Delta t) \qquad \text{(D.5.a)}$$

avec :

$$u_o = n.\Delta t \qquad \text{(D.5.b)}$$

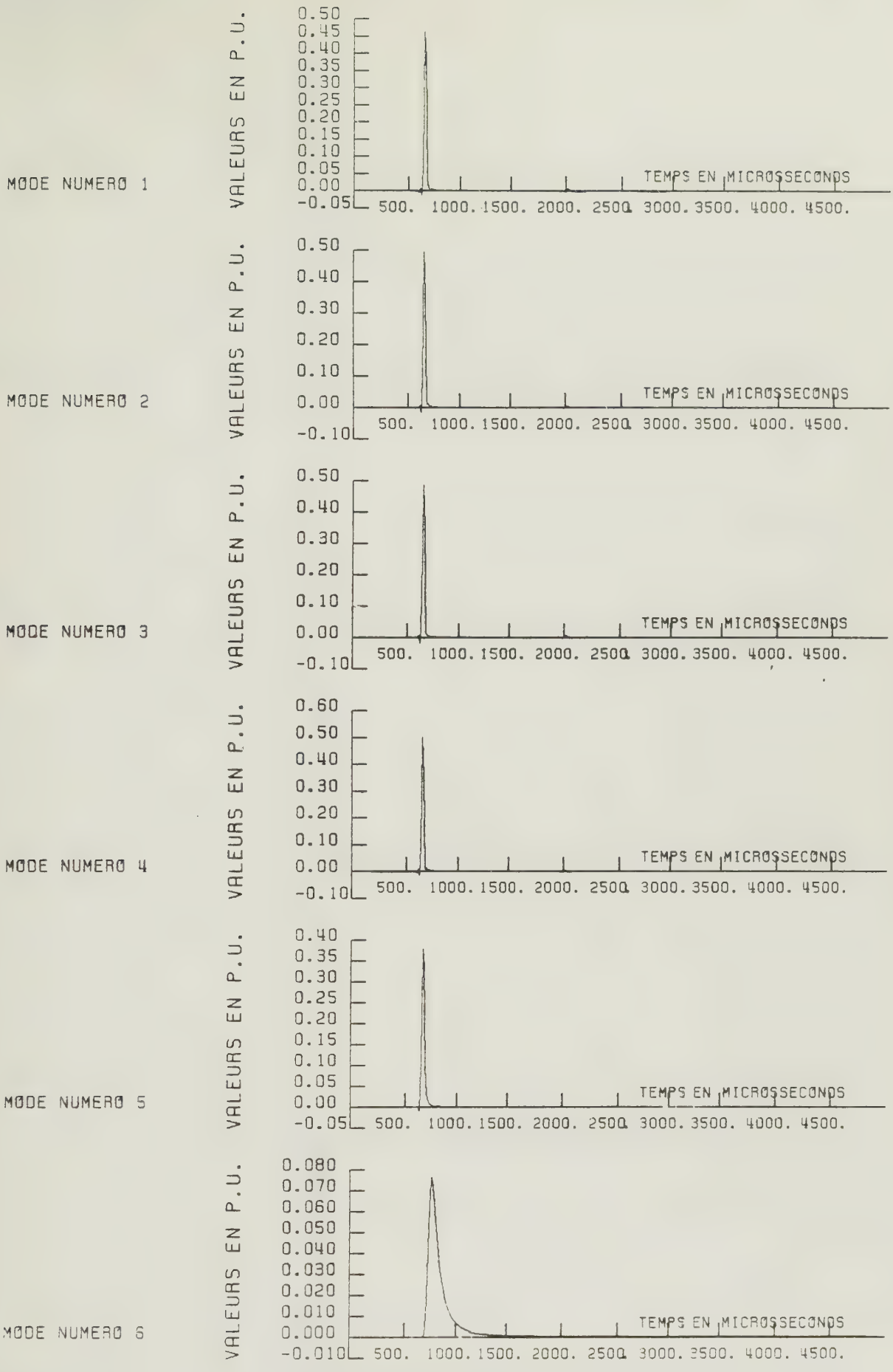
$$J_n = (n+1).\gamma - \eta \qquad \text{(D.5.c)}$$

$$G_n = \eta - n.\gamma \qquad \text{(D.5.d)}$$

$$\gamma = \int_{n\Delta t}^{(n+1).\Delta t} a(u)\,du \qquad \text{(D.5.e)}$$

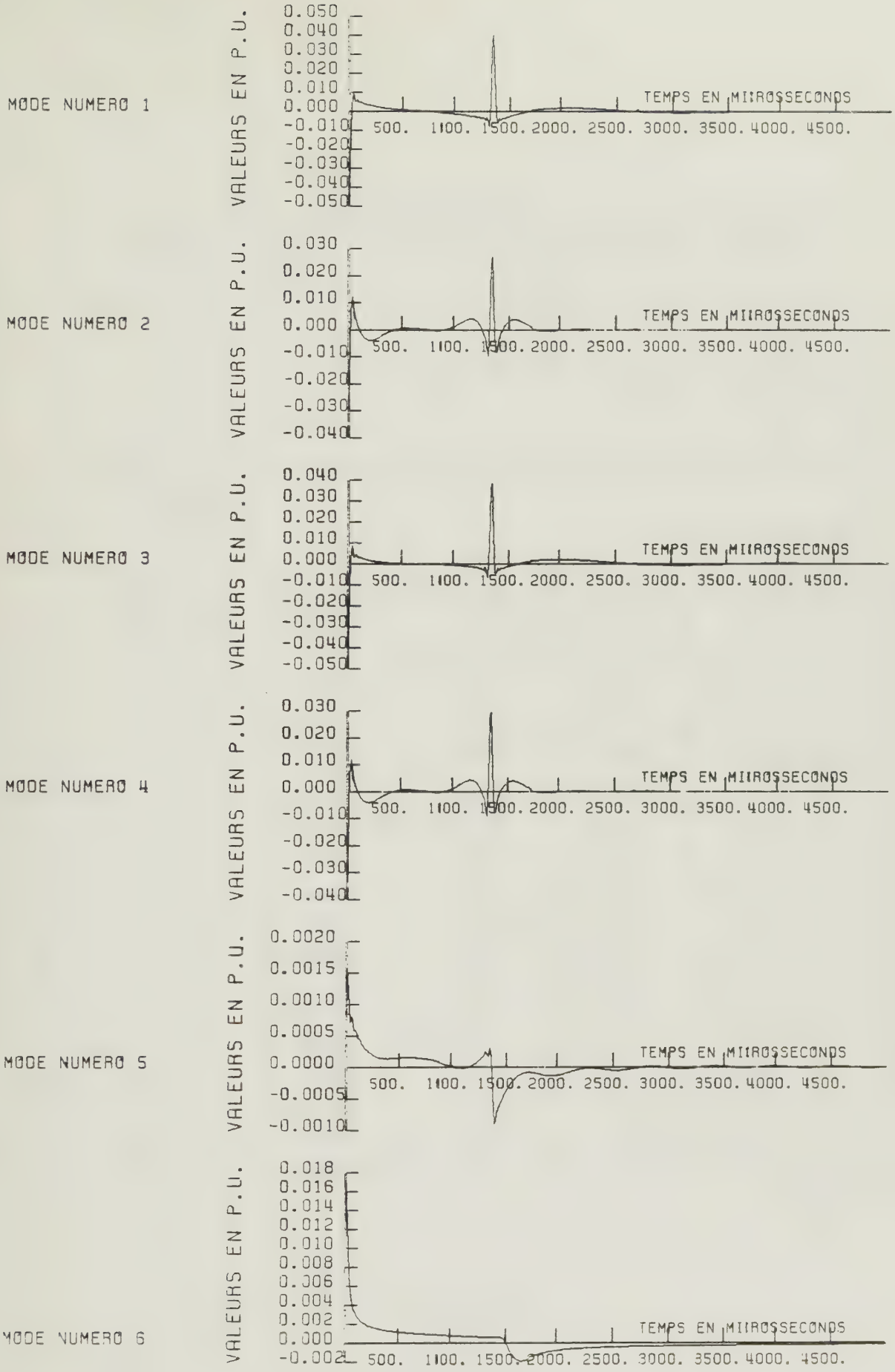
$$\eta = \frac{1}{\Delta t} \cdot \int_{n\Delta t}^{(n+1)\Delta t} u \cdot a(u) \cdot du \qquad \text{(D.5.f)}$$

Si nous établissons la convolution f * a entre 0 et 2 600 µs, nous aurons alors treize intervalles à traiter, donc nous devrons calculer G_i , J_i (l'indice i variant de 1 à 13).



a_1 (t) pour la ligne Saint-Vulbas-Tricastin

FIGURE D.2



a_2 (t) pour la ligne Saint-Vulbas-Tricastin

FIGURE D.3

La convolution en fonction des échantillons disponibles deviendra :

$$\int_0^{13 \cdot \Delta t} f(t-u) \cdot a(u) \cdot du = J_1 \cdot f(t) + (J_2 + G_1) \cdot f(t - \Delta t) + (J_2 + G_2) \cdot f(t - 2 \cdot \Delta t) - \ldots + (J_{13} + G_{12}) \cdot f(t - 12 \cdot \Delta t) + G_{13} \cdot f(t - 13 \cdot \Delta t)$$

$$= H_0 \cdot f(t) + H_1 \cdot f(t - \Delta t) \ldots + H_{13} \cdot f(t - 13\,\Delta t) \qquad \text{(D.6}$$

Les facteurs H_i ont été calculés pour $a_1(t)$ et $a_2(t)$, et ils sont indiqués dans les tableaux D.1 ci-dessous :

	MODE 1	MODE 2	MODE 3	MODE 4	MODE 5	MODE 6
H_0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
H_1	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
H_2	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
H_3	0,623	0,629	0,627	0,627	0,552	0,077
H_4	0,354	0,347	0,347	0,345	0,428	0,585
H_5	0,001	0,003	0,002	0,002	0,005	0,147
H_6	0,000	0,001	0,001	0,001	0,002	0,033
H_7	0,002	0,003	0,003	0,003	0,002	0,016
H_8	0,003	0,003	0,004	0,004	0,001	0,010
H_9	0,001	0,003	0,002	0,004	0,001	0,008
H_{10}	0,008	0,005	0,008	0,007	0,001	0,006
H_{11}	- 0,001	0,003	0,001	0,004	0,001	0,005
H_{12}	0,000	0,002	0,003	0,002	0,000	0,006
H_{13}	- 0,001	0,001	0,002	0,001	0,000	0,006

Facteurs H_i pour $a_1(t)$

TABLEAU D.1.a

	MODE 1	MODE 2	MODE 3	MODE 4	MODE 5	MODE 6
H_o	- 0,015	- 0,009	- 0,025	- 0,017	0,006	0,054
H_1	0,048	- 0,035	0,026	- 0,038	0,005	0,039
H_2	0,020	- 0,010	0,007	- 0,009	0,002	0,021
H_3	0,005	0,006	0,002	0,006	0,002	0,017
H_4	- 0,006	- 0,001	- 0,001	- 0,001	0,002	0,014
H_5	- 0,024	0,027	- 0,010	0,026	0,000	0,012
H_6	- 0,016	0,040	0,004	0,047	0,001	0,011
H_7	0,014	0,021	0,033	0,033	- 0,005	0,006
H_8	- 0,013	0,038	0,006	0,039	- 0,003	- 0,022
H_9	0,017	0,001	0,029	0,000	- 0,002	- 0,021
H_{10}	0,028	- 0,001	0,034	- 0,002	- 0,002	- 0,013
H_{11}	0,025	0,001	0,028	0,001	- 0,001	- 0,009
H_{12}	0,014	0,000	0,014	0,000	- 0,001	- 0,008
H_{13}	0,002	0,000	0,003	0,000	- 0,001	- 0,007

Facteurs H_i pour a_2 (t)

TABLEAU D.1.b

Le programme qui permet de calculer H_i se trouve dans l'annexe E.

ANNEXE E

PROGRAMMES

```
C*****************************************************************************C
C                                                                             C
C            METHODE DE TAKAGI(MODES) - ONDE INCIDENTE                        C
C                                                                             C
C*****************************************************************************C
      INTEGER*2 ITIT(40),ITIT1(33)
      INTEGER PERCENTINF,PERCENTSUP
      REAL VPE(100,3),VPB(100,3),IPE(100,3),VE(3),IE(3),VB(3)
      REAL PSI(3),IDEF(3),IMAX,VME(100,3),VMB(100,3),IPB(100,3)
      REAL C(3,3),CINV(3,3),T(3,3),IME(100,3),IMB(100,3),IB(3)
      REAL ZC(3),ALPHA(3),IMAXP(3),DEF(3)
C
C   LECTURE ET ENREGISTREMENT DU TITRE
C
      WRITE(17,990)001
990   FORMAT(1X,I3)
      READ(16,111) ITIT
      READ(13,113)ITIT1
111   FORMAT(40A2)
113   FORMAT(33A2)
      WRITE(17,111)ITIT
      WRITE(17,113)ITIT1
      WRITE(6,111)ITIT,ITIT1
      WRITE(17,991)
991   FORMAT(1X,'METHODE DE TAKAGI - ONDE INCIDENTE')
C
C   LECTURE DU NOMBRE D'ECHANTILLONS, ET DE LA PARTIE DE LA COURBE A TRACER
C
      READ(41,555)IRIEN,PERCENTINF,PERCENTSUP
555   FORMAT(I3)
      READ(41,1)TAUI,TAUB,TAUH
C
C   LECTURE DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE, DE L'AMORTISSEMENT/KM, DE LA
C   LONGUEUR DE LA LIGNE, ET DU SEUIL DE LA MISE EN ROUTE DE LA PROTECTION
C
      READ(41,1) D,SEUIL
      READ(41,1) ZC(1),ZC(2),ZC(3)
      READ(41,1) ALPHA(1),ALPHA(2),ALPHA(3)
1     FORMAT(3F10.5)
C
C   T ET C SON RESPECTIVEMENT LES MATRICES DE PASSAGE A L'ESPACE MODAL, DES
C   TENSION ET COURANT DE PHASE.'CINV' TRANSFORME A L'ESPACE DE PHASE,LE COU-
C   RANT DE DEFAUT MODAL
C
      DO 2 I=1,3
2     READ(41,3) (T(I,J),J=1,3)
3     FORMAT(3F10.5)
      DO 4 I=1,3
4     READ(41,3) (C(I,J),J=1,3)
      DO 5 I=1,3
5     READ(41,3) (CINV(I,J),J=1,3)
C
C   ON COMMENCE A LIRE LES RESULTATS DE LA SIMULATION D'UNE LIGNE SIMPLE,
C   CALCULES PAR LE PROGRAMME 'TRANSIT'
C
      READ(16,51)NPTRANS,DELTATE,ICOU
51    FORMAT(1X,I6,F15.8,3X,I3)
      NBECHI=INT(TAUI/DELTATE)
      NBECHB=INT(TAUB/DELTATE)
      NECHOMO=INT(TAUH/DELTATE)
      C1I=(TAUI/DELTATE-NBECHI)
      C1B=(TAUB/DELTATE-NBECHB)
      C1H=(TAUH/DELTATE-NECHOMO)
```

```
C
C    'INIT' ET 'IFIN' DEFINISSENT LA PARTIE DU FICHIER FORØ16 QU'ON VEUT TRAITER
C
          INIT=(NPTRANS*PERCENTINF)/1ØØ
          IF(INIT.EQ.Ø) INIT=1
          IFIN=(NPTRANS*PERCENTSUP)/1ØØ
          NTOP=NPTRANS-(NECHOMO+2)
          IF(IFIN.GT.NTOP) IFIN=NTOP
          DEL=DELTATE/1ØØØ
          WRITE(6,9Ø2)INIT*DEL,IFIN*DEL,DEL
9Ø2       FORMAT(2X,'PERIODE DE SIMULATION: DE ',F8.4,
     1              'MS A ',F8.4,' MS'/2X,'PAS '
     2              'DE SIMULATION:',F6.4,' MS')
          NPOINTS=IFIN-INIT
          WRITE(17,51)NPOINTS,DELTATE
C
C    SIMULATION DU RETARD INHERENT A LA PDO
C
          DO 358 I=1,NECHOMO+1
358       WRITE(17,28)Ø.Ø,Ø.Ø,Ø.Ø
C
C    ON SAUTE LES LIGNES DU FICHIER FORØ16 QUI NE SERONT PAS TRAITEES
C
          DO 56 I=1,ICOU+1
56        READ(16,55)IRIEN
55        FORMAT(I3)
C
C    LECTURE DES TENSION ET COURANT DU TERMINAL EMMETEUR A L'INSTANT 'T'
C
          DO 71 I=1,NECHOMO+1
          READ(16,7)(VPE(I,J),J=1,3)
          READ(16,7)(VPB(I,J),J=1,3)
          READ(16,7)(IPE(I,J),J=1,3)
          READ(16,7)(IPB(I,J),J=1,3)
7         FORMAT(3(A4))
71        CONTINUE
          DO 99 KK=1,IFIN
C
C    LECTURE DES TENSION ET COURANT DES TERMINAUX EMMETEUR ET RECEPTEUR
C    A L'INSTANT 'T+TAU', 'TAU' ETANT LE TEMPS DE PROPAGATION
C
          READ(16,8)(VPE(NECHOMO+2,J),J=1,3)
          READ(16,8)(VPB(NECHOMO+2,J),J=1,3)
          READ(16,8)(IPE(NECHOMO+2,J),J=1,3)
          READ(16,8)(IPB(NECHOMO+2,J),J=1,3)
8         FORMAT(3(A4))
          IF(KK.LT.INIT)GO TO 87
C
C    SIMULATION DE L'ALGORITME PROPOSE PAR TAKAGI
C
C    CALCUL DES VALEURS MODALES DE TENSION ET COURANT
C
          DO 12 N=1,NECHOMO+2
          DO 11 I=1,3
          VME(N,I)=Ø.
          VMB(N,I)=Ø.
          IME(N,I)=Ø.
11        IMB(N,I)=Ø.
          DO 12 J=1,3
          DO 12 I=1,3
          VME(N,J)=VME(N,J)+T(J,I)*VPE(N,I)
          VMB(N,J)=VMB(N,J)+T(J,I)*VPB(N,I)
          IME(N,J)=IME(N,J)+C(J,I)*IPE(N,I)
          IMB(N,J)=IMB(N,J)+C(J,I)*IPB(N,I)
```

```
12      CONTINUE

C
C    INTERPOLATION
C
        NEC=NBECHI
        CC=C1I
        DO 61 I=1,3
        IF(I.EQ.2) NEC=NBECHB
        IF(I.EQ.2)CC=C1B
        IF(I.EQ.3) NEC=NECHOMO
        IF(I.EQ.3)CC=C1H
        VE(I)=VME(1,I)-CC*(VME(1,I)-VME(2,I))
        IE(I)=IME(1,I)-CC*(IME(1,I)-IME(2,I))
        VB(I)=VMB(NEC+2,I)
        IB(I)=IMB(NEC+2,I)
61      CONTINUE
C
C   CALCUL DES COURANTS DE DEFAUT EN MODES
C
63      DO 13 I=1,3
        IE(I)=IE(I)*EXP(-ALPHA(I)*D)
        VE(I)=VE(I)*EXP(-ALPHA(I)*D)
        PSI(I)=IE(I)+IB(I)-((VE(I)-VB(I))/ZC(I))
13      CONTINUE
C
C    CALCUL DU COURANT DE DEFAUT EN PHASE
C
        DO 15 I=1,3
15      IDEF(I)=0.
        DO 16 J=1,3
        DO 16 I=1,3
16      IDEF(J)=IDEF(J)+CINV(J,I)*PSI(I)
        DO 161 I=1,3
        IMAXP(I)=MAX(IMAXP(I),ABS(IDEF(I)))
161     IMAX=MAX(IMAX,IMAXP(I))
C
C    FIN DE LA SIMULATION DE L'ALGORITME
C
C    ENREGISTREMENT DES GRANDEURS 'IDEF', POUR LE TRACE DES COURBES
C
        WRITE(17,28)(IDEF(I),I=1,3)
28      FORMAT(3E15.8)
C
C    ACTUALISATION DES TENSION ET COURANT
C
87      DO 29 I=1,NECHOMO+1
        DO 29 J=1,3
        VPB(I,J)=VPB(I+1,J)
        IPB(I,J)=IPB(I+1,J)
        VPE(I,J)=VPE(I+1,J)
29      IPE(I,J)=IPE(I+1,J)
99      CONTINUE
        STOP
        END
```

```
C*************************************************************************C
C                                                                         C
C              METHODE DE TAKAGI(PHASE) - ONDE REFLECHIE                  C
C              MISE EN ROUTE AVEC ALGORITHME DE COMMUTATION               C
C                                                                         C
C*************************************************************************C
      INTEGER*2 ITIT(40),ITIT1(33)
      INTEGER PERCENTINF,PERCENTSUP
      REAL VPE(100,3),VPB(100,3),IPE(100,3),VE(3),IE(3)
      REAL IDEF(3),IMAX,IPB(100,3),IB(3),VB(3),IMAXP(3)
      REAL SOM(11,3),SOMA(3)
C
C   LECTURE ET ENREGISTREMENT DU TITRE
C
      WRITE(17,990)001
      WRITE(19,990)001
990   FORMAT(1X,I3)
      READ(16,111) ITIT
      READ(13,111)ITIT1
111   FORMAT(40A2)
      WRITE(17,111)ITIT
      WRITE(17,111)ITIT1
      WRITE(17,991)
      WRITE(19,111)ITIT
      WRITE(19,111)ITIT1
      WRITE(6,111)ITIT,ITIT1
      WRITE(19,991)
991   FORMAT(1X,'METHODE DE TAKAGI(PHASE) - ALGORITHME DE COMMUTATION')
C
C   LECTURE DU NOMBRE D'ECHANTILLONS, ET DE LA PARTIE DE LA COURBE A TRACER
C
      READ(31,555)IRIEN,PERCENTINF,PERCENTSUP
555   FORMAT(I3)
C
C    'IRIEN' EST LE NOM DONNE A UNE VARIABLE NON UTILISEE DANS LE PROGRAMME
C
      READ(31,1)TAU
C
C   LECTURE DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE, COMMUNE POUR LES TROIS MODES,
C   ET DU SEUIL DE LA MISE EN ROUTE DE LA PROTECTION
C
      READ(31,1) D,SEUIL
      READ(31,1) ZC
1     FORMAT(3F10.5)
C
C   ON COMMENCE A LIRE LES RESULTATS DE LA SIMULATION D'UNE LIGNE SIMPLE,
C   CALCULES PAR LE PROGRAMME 'TRANSIT'
C
      READ(16,51)NPTRANS,DELTATE,ICOU
51    FORMAT(1X,I6,F15.8,3X,I3)
      CONST=2./3.1415927
      ITEST=INT(10000/DELTATE+0.3)
      TEST=10000/DELTATE
      IF(ABS(TEST-ITEST).GT.0.01)THEN
      WRITE(6,49)
49    FORMAT(1X,' LA FREQUENCE DOIT ETRE MULTIPLE DE 100 HZ.')
      STOP
      ELSE
      WRITE(6,258)ITEST*100
258   FORMAT(2X,'FREQUENCE D"ECHANTILLONNAGE:',I5,' HZ')
      ENDIF
      NBECH=INT(TAU/DELTATE)
      C1=(TAU/DELTATE-NBECH)
```

```
C
C    'INIT' ET 'IFIN' DEFINISSENT LA PARTIE DU FICHIER FORØ16 QU'ON VEUT TRAITER
C
          INIT=(NPTRANS*PERCENTINF)/1ØØ
          IF(INIT.EQ.Ø) INIT=1
          NTOP=NPTRANS-(NBECH+2)
          IFIN=(NTOP*PERCENTSUP)/1ØØ
          IF(IFIN.GT.NTOP) IFIN=NTOP
          DEL=DELTATE/1ØØØ
          WRITE(6,9Ø2)INIT*DEL,IFIN*DEL,DEL
9Ø2       FORMAT(2X,'PERIODE DE SIMULATION: DE ',F8.4,
     1             'MS A ',F8.4,' MS'/2X,'PAS '
     2             'DE SIMULATION:',F6.4,' MS')
          NPOINTS=IFIN-INIT
          WRITE(17,51)NPOINTS,DELTATE
          WRITE(19,51)NPOINTS,DELTATE
          DO 468 I=1,NBECH+1
468       WRITE(17,28)Ø.Ø,Ø.Ø,Ø.Ø
C
C    ON SAUTE LES LIGNES DU FICHIER FORØ16 QUI NE SERONT PAS TRAITEES
C
          DO 56 I=1,ICOU+1
56        READ(16,55)IRIEN
55        FORMAT(I3)
C
C    LECTURE DES TENSION ET COURANT DU TERMINAL EMMETEUR A L'INSTANT 'T'
C
          DO 71 I=1,NBECH+1
          READ(16,7)(VPE(I,J),J=1,3)
          READ(16,7)(VPB(I,J),J=1,3)
          READ(16,7)(IPE(I,J),J=1,3)
          READ(16,7)(IPB(I,J),J=1,3)
7         FORMAT(3(A4))
71        CONTINUE
          DO 99 KK=1,IFIN
C
C    LECTURE DES TENSION ET COURANT DES TERMINAUX EMMETEUR ET RECEPTEUR
C    A L'INSTANT 'T+TAU', 'TAU' ETANT LE TEMPS DE PROPAGATION
C
          READ(16,8)(VPE(NBECH+2,J),J=1,3)
          READ(16,8)(VPB(NBECH+2,J),J=1,3)
          READ(16,8)(IPE(NBECH+2,J),J=1,3)
          READ(16,8)(IPB(NBECH+2,J),J=1,3)
8         FORMAT(3(A4))
          IF(KK.LT.INIT)GO TO 87
C
C    SIMULATION DE L'ALGORITHME PROPOSE PAR TAKAGI
C
C    CALCUL DES VALEURS DE TENSION ET COURANT PAR INTERPOLATION
C
          DO 61 I=1,3
          VB(I)=VPB(1,I)
          IB(I)=IPB(1,I)
          VE(I)=VPE(NBECH+1,I)+C1*(VPE(NBECH+2,I)-VPE(NBECH+1,I))
          IE(I)=IPE(NBECH+1,I)+C1*(IPE(NBECH+2,I)-IPE(NBECH+1,I))
61        IE(I)=IE(I)*INTER
C
C  CALCUL DES COURANTS DE DEFAUT
C
          DO 13 I=1,3
          IDEF(I)=-IE(I)-IB(I)-(VE(I)-VB(I))/ZC
13        CONTINUE
          DO 134 I=1,3
          IMAXP(I)=MAX(IMAXP(I),ABS(IDEF(I)))
```

```
134       IMAX=MAX(IMAX,IMAXP(I))
C
C    FIN DE LA SIMULATION DE L'ALGORITHME
C
C
C    ENREGISTREMENT DES GRANDEURS 'IDEF', POUR LE TRACE DES COURBES
C
          WRITE(17,28)(IDEF(I),I=1,3)
28        FORMAT(3E15.8,10X,F15.5,' MS')
C
C    SIMULATION DE LA MISE EN ROUTE
C
          DO 45 I=1,3
          SOM(ITEST+1,I)=ABS(IDEF(I))
          SOMA(I)=SOMA(I)+(SOM(ITEST+1,I)-SOM(1,I))/(ITEST*CONST)
45        CONTINUE
          WRITE(19,28)SOMA(1),SOMA(2),SOMA(3),KK*DEL
          DO 47 I=1,3
          DO 47 J=1,ITEST
          SOM(J,I)=SOM(J+1,I)
47        CONTINUE
C
C    ACTUALISATION DES TENSION ET COURANT
C
87        DO 29 I=1,NBECH+1
          DO 29 J=1,3
          VPB(I,J)=VPB(I+1,J)
          IPB(I,J)=IPB(I+1,J)
          VPE(I,J)=VPE(I+1,J)
29        IPE(I,J)=IPE(I+1,J)
99        CONTINUE
          STOP
          END
```

```
C*************************************************************************************C
C                                                                                     C
C              METHODE D'ESCLANGON - ONDE INCIDENTE                                   C
C              MISE EN ROUTE AVEC ALGORITHME DES ADDITIONS                            C
C                                                                                     C
C*************************************************************************************C
        INTEGER PERCENTINF,PERCENTSUP
        REAL VPE(100,3),IPE(100,3),VPB(100,3),IPB(100,3)
        REAL VMB(100,3),IMB(100,3),VME(100,3),IME(100,3),VE(3)
        REAL T(2,3),C(2,3),URE(2),URB(2),ZC(2),Q(3),IE(3)
        REAL SI(2),X(2),UIE(2),UIB(2),VB(3),IB(3),QMAXP(3)
        REAL SOM(11,3),SOMA(3),YM(10,3)
        INTEGER*2 ITIT(40),ITIT1(33)
C
C   LECTURE ET ENREGISTREMENT DU TITRE
C
        WRITE(17,147)001
        WRITE(19,147)001
147     FORMAT(1X,I3)
        READ(16,999)ITIT
        READ(13,994)ITIT1
994     FORMAT(33A2)
999     FORMAT(40A2)
        WRITE(17,999)ITIT
        WRITE(17,994)ITIT1
        WRITE(17,990)
        WRITE(19,999)ITIT
        WRITE(19,994)ITIT1
        WRITE(19,990)
998     FORMAT(1X,' METHODE D"ESCLANGON - ONDE INCIDENTE')
C
C   LECTURE DU NOMBRE D'ECHANTILLONS, ET DE LA PARTIE DE LA COURBE A TRACER
C
        READ(21,555)IRIEN,PERCENTINF,PERCENTSUP
555     FORMAT(I3)
C
C   LECTURE DE LA LONGUEUR DE LA LIGNE ET DU SEUIL DE MISE EN ROUTE DE
C   LA PROTECTION
C
        READ(21,1)SEUIL,TAU
C
C  LECTURE DES FACTEURS D'AMORTISSEMENT ET DES IMPEDANCES CARACTERISTIQUES
C  RELATIFS AUX MODES INTERFIL ET BIPHILAIRE
C
        READ(21,1) ZC(1),ZC(2)
1       FORMAT(2F10.3)
C
C  T ET C SONT RESPECTIVEMENT LES MATRICES DE PASSAGE A L'ESPACE MODAL, DES
C  TENSIONS ET COURANTS DE PHASE
        DO 4 I=1,2
4       READ(21,5) (T(I,J),J=1,3)
5       FORMAT(3F10.4)
C
C   ON COMMENCE A LIRE LES RESULTATS DE SIMULATION D'UNE LIGNE SIMPLE, CALCULES
C   PAR LE PROGRAMME 'TRANSIT'
C
        READ(16,92) NPTRANS,DELTATE,ICOU
92      FORMAT(1X,I6,F15.8,3X,I3)
        CONST=(4/3.1415927)*((1+SQRT(2.))/2)
        ITEST=INT(5000/DELTATE+0.3)
        TEST=5000/DELTATE
        IF(ABS(TEST-ITEST).GT.0.01)THEN
        WRITE(6,49)
```

```
49      FORMAT(1X,'LA FREQUENCE DOIT ETRE MULTIPLE DE 200 HZ.')
        STOP
        ELSE
        WRITE(6,258)ITEST*200
258     FORMAT(2X,'FREQUENCE D"ECHANTILLONNAGE:',I5,' HZ')
        ENDIF
        IF(DELTATE.GT.TAU)THEN
        NBECH=0
        C1=TAU/DELTATE
        ELSE
        NBECH=INT(TAU/DELTATE)
        C1=(TAU/DELTATE-NBECH)
        END IF
C
C   'INIT' ET 'IFIN' DEFINISSENT LA PARTIE DU FICHIER FOR016 QU'ON VEUT TRAITER
C
        INIT=(NPTRANS*PERCENTINF)/100
        NTOP=NPTRANS-(NBECH+2)
        IFIN=(NTOP*PERCENTSUP)/100
        IF(IFIN.GT.NTOP) IFIN=NTOP
        DEL=DELTATE/1000
        WRITE(6,902)INIT*DEL,IFIN*DEL,DEL
902     FORMAT(2X,'PERIODE DE SIMULATION: DE ',F8.4,
     1          ' MS A ',F8.4,' MS',/2X, 'PAS DE '
     2           'SIMULATION:',F6.4,' MS')
        NPOINTS=IFIN-INIT
        WRITE(17,92)NPOINTS,DELTATE
        WRITE(19,92)NPOINTS,DELTATE
C
C   SIMULATION DU RETARD IHERENT A LA P.D.O.
C
        DO 468 I=1,NBECH+1
        WRITE(17,86)0.0,0.0,0.0
        WRITE(19,86)0.0,0.0,0.0
468     CONTINUE
C
C   ON SAUTE LES LIGNES DU FICHIER FOR016 QUI NE SERONT PAS TRAITEES
C
        DO 56 I=1,ICOU+1
56      READ(16,55)IRIEN
55      FORMAT(1X,I3)
C
C   LECTURE DES TENSION ET COURANT DANS LE TERMINAL EMMETEUR A L'INSTANT 'T'
C
57      DO 80 I=1,NBECH+1
        READ(16,83)(VPE(I,J),J=1,3)
        READ(16,83)(VPB(I,J),J=1,3)
        READ(16,83)(IPE(I,J),J=1,3)
        READ(16,83)(IPB(I,J),J=1,3)
83      FORMAT(3(A4))
80      CONTINUE
        DO 99 KK=1,IFIN
C
C   LECTURE DES TENSION ET COURANT DES TERMINAUX EMMETEUR ET RECEPTEUR
C   A L'INSTANT 'T+TAU', TAU ETANT LE TEMPS DE PROPAGATION
C
        READ(16,3) (VPE(NBECH+2,I),I=1,3)
        READ(16,3) (VPB(NBECH+2,I),I=1,3)
        READ(16,3) (IPE(NBECH+2,I),I=1,3)
        READ(16,3) (IPB(NBECH+2,I),I=1,3)
3       FORMAT(3A4)
        IF(KK.LT.INIT)GO TO 87
C
C   SIMULATION DE L'ALGORITME PROPOSE PAR ESCLANGON
```

```
C
C    CALCUL DES VALEURS MODALES DE COURANT ET DE TENSION
C
         DO 7 N=1,NBECH+2
         DO 93 I=1,2
         VME(N,I)=Ø.
         VMB(N,I)=Ø.
         IME(N,I)=Ø.
93       IMB(N,I)=Ø.
         DO 7 I=1,2
         DO 7 J=1,3
         VME(N,I)=VME(N,I)+T(I,J)*VPE(N,J)
         VMB(N,I)=VMB(N,I)+T(I,J)*VPB(N,J)
         IME(N,I)=IME(N,I)+T(I,J)*IPE(N,J)
7        IMB(N,I)=IMB(N,I)+T(I,J)*IPB(N,J)
C
C    INTERPOLATION
C
         DO 61 I=1,2
         VE(I)=VME(1,I)
         IE(I)=IME(1,I)
         VB(I)=VMB(NBECH+1,I)+C1*(VMB(NBECH+2,I)-VMB(NBECH+1,I))
61       IB(I)=IMB(NBECH+1,I)+C1*(IMB(NBECH+2,I)-IMB(NBECH+1,I))
C
C    CALCUL DES ONDES INCIDENTES
C
63       DO 8 I=1,2
         UIE(I)=(VE(I)/ZC(I)-IE(I))
         UIB(I)=(VB(I)/ZC(I)+IB(I))
8        CONTINUE
C
C    CALCUL DE S+ POUR CHAQUE MODE AERIEN
C
         DO 3Ø I=1,2
3Ø       SI(I)=UIB(I)-UIE(I)
C
C    CALCUL DE Q1,Q2 ET Q3, POUR LA DETECTION DU DEFAUT ET LA SELECTION DE PHASE
C
         Q(2)=SI(1)
         Q(1)=(SI(2)-SI(1))/2
         Q(3)=Q(1)+Q(2)
         DO 321 I=1,3
         QMAXP(I)=MAX(QMAXP(I),ABS(Q(I)))
321      QMAX=MAX(QMAX,QMAXP(I))
C
C    FIN DE LA SIMULATION DE L'ALGORITME
C
C
C    ENREGISTREMENT DES GRANDEURS 'Q', POUR LE TRACE DES COURBES
C
         WRITE(17,86) Q(1),Q(2),Q(3)
86       FORMAT(3E15.7,1ØX,F15.5,' MS')
C
C    SIMULATION DE LA MISE EN ROUTE
C
         DO 45 I=1,3
         SOM(ITEST+1,I)=Q(I)
         YM(ITEST,I)=ABS(SOM(ITEST+1,I))+ABS(SOM(1,I))+
     1   Ø.5*ABS(ABS(SOM(ITEST+1,I))-ABS(SOM(1,I)))
         SOMA(I)=Ø.
         DO 44 KL=1,ITEST
44       SOMA(I)=SOMA(I)+YM(KL,I)/(ITEST*CONST)
45       CONTINUE
         WRITE(19,86)SOMA(1),SOMA(2),SOMA(3),KK*DEL
```

```
      DO 46 I=1,3
      DO 47 J=1,ITEST-1
      YM(J,I)=YM(J+1,I)
      SOM(J,I)=SOM(J+1,I)
47    CONTINUE
      SOM(ITEST,I)=SOM(ITEST+1,I)
46    CONTINUE
C
C   ACTUALISATION DES TENSION ET COURANT
C
87    DO 22 I=1,NBECH+1
      DO 22 J=1,3
      VPB(I,J)=VPB(I+1,J)
      IPB(I,J)=IPB(I+1,J)
      VPE(I,J)=VPE(I+1,J)
22    IPE(I,J)=IPE(I+1,J)
99    CONTINUE
      STOP
      END
```

```
C*****************************************************************************C
C                                                                             C
C          CALCUL DES FACTEURS H1 POUR A1 ET A2                               C
C                                                                             C
C*****************************************************************************C
      REAL*8 A(4100,6,2),PSI(6),NI(6),H0(300,6,2),H1(300,6,2),H(301,6)
     1  ,AG(6),AD(6),SOMA(6,2)
      NPOINTS=4096
      DELTU=12.20703125
      DELTATE=200.
      READ(20,2)(((A(I,J,L),J=1,6),I=1,NPOINTS),L=1,2)
2     FORMAT(1X,6D13.7)
      DO 3 L=1,2
      NN=0
      FACTEUR=1.1
      DO 21 K=1,6
      AD(K)=0.
21    AG(K)=0.
      DO 3 I=1,NPOINTS-1
7     IF(FACTEUR.GE.1)THEN
      NN=NN+1
      DO 4 K=1,6
      PSI(K)=-AG(K)
4     NI(K)=-AG(K)*(I*DELTU)/DELTATE
      ENDIF
      FACTEUR=(I*DELTU)/(NN*DELTATE)
      IF(FACTEUR.GE.1)CC=(NN*DELTATE-DELTU*(I-1))/DELTU
      DO 5 K=1,6
      A0=A(I,K,L)
      A1=A(I+1,K,L)
      CONST=(A0+A1)/2
      PSI(K)=PSI(K)+CONST
      NI(K)=NI(K)+(I*DELTU)*CONST/DELTATE
      IF(FACTEUR.GE.1)THEN
      AG(K)=A0*CC+(A1-A0)*(CC*CC)/2.
      AD(K)=A0*(1-CC)+(A1-A0)*(1-CC*CC)/2
      ENDIF
5     CONTINUE
      IF(FACTEUR.GE.1)THEN
      DO 6 K=1,6
      AD1=AD(K)*(I*DELTU)/DELTATE
      H1(NN,K,L)=(NI(K)-AD1)-(NN-1)*(PSI(K)-AD(K))
      H0(NN,K,L)=NN*(PSI(K)-AD(K))-(NI(K)-AD1)
      SOMA(K,L)=SOMA(K,L)+PSI(K)-AD(K)
6     CONTINUE
      IF(I.EQ.NPOINTS-1)GO TO 3
      GO TO 7
      ENDIF
3     CONTINUE
      WRITE(6,25)
25    FORMAT(1X,'COMBIEN D"ECHANTILLONS A PRENDRE EN COMPTE?(I3)')
      READ(5,26)NBECH
26    FORMAT(I3)
      WRITE(36,36)NBECH
36    FORMAT(I3)
      DO 16 L=1,2
      WRITE(35,9) L
9     FORMAT(1X,' COEFFICIENTS CONCERNANT LA CONVOLUTION DE A'
     1  ,I1,' ET FB/FK. ECHANTILLON_I ETANT PLUS RECENT QU"ECHAN'
     2  'TILLON_I+1:')
      DO 8 K=1,6
      H(1,K)=H0(1,K,L)
      H(NN+1,K)=H1(NN,K,L)
```

```
      DO 8 M=1,NN-1
      H(M+1,K)=H1(M,K,L)+HØ(M+1,K,L)
8     CONTINUE
      DO 1Ø K=1,6
      WRITE(35,11) K
11    FORMAT(1X,'POUR LE MODE',I2//)
      DO 1Ø M=1,NN+1,4
      WRITE(35,12)(H(M+J-1,K),M+J-1,J=1,4)
12    FORMAT(1X,4(D13.7,'*(ECH._',I3,') + ')/)
1Ø    CONTINUE
      WRITE(35,15)L
15    FORMAT(1X,'SOMME DE A',I1,' POUR CHAQUE MODE'//)
      WRITE(35,14)(K,SOMA(K,L),K=1,6)
14    FORMAT(1X,'SOMME POUR LE MODE ',I1' = ',F1Ø.5/)
      WRITE(36,27)((H(K1,I1),I1=1,6),K1=1,NBECH)
27    FORMAT(6F1Ø.5)
16    CONTINUE
      STOP
      END
```

```
;*****************************************************************************;
;                                                                             ;
;                  PROGRAMME EN ASSEMBLER                                     ;
;                  METHODE DE TAKAGI-PHASE                                    ;
;                  ALGORITHME "COMMUTATION"                                   ;
;                                                                             ;
;*****************************************************************************;
DEBUT:  ORG    3000H
V0E EQU 1000H
V0E_P EQU 1002H
V0E_S EQU 1004H
V0E_T EQU 1006H
I0E EQU 1010H
I0E_P EQU 1012H
I0E_S EQU 1014H
I0E_T EQU 1016H
V4E EQU 1020H
V4E_P EQU 1022H
V4E_S EQU 1024H
V4E_T EQU 1026H
I4E EQU 1030H
I4E_P EQU 1032H
I4E_S EQU 1034H
I4E_T EQU 1036H
V8E EQU 1040H
V8E_P EQU 1042H
V8E_S EQU 1044H
V8E_T EQU 1046H
I8E EQU 1050H
I8E_P EQU 1052H
I8E_S EQU 1054H
I8E_T EQU 1056H
V0B EQU 1060H
V0B_P EQU 1062H
V0B_S EQU 1064H
V0B_T EQU 1066H
I0B EQU 1070H
I0B_P EQU 1072H
I0B_S EQU 1074H
I0B_T EQU 1076H
V4B EQU 1080H
V4B_P EQU 1082H
V4B_S EQU 1084H
V4B_T EQU 1086H
I4B EQU 1090H
I4B_P EQU 1092H
I4B_S EQU 1094H
I4B_T EQU 1096H
V8B EQU 10A0H
V8B_P EQU 10A2H
V8B_S EQU 10A4H
V8B_T EQU 10A6H
I8B EQU 10B0H
I8B_P EQU 10B2H
I8B_S EQU 10B4H
I8B_T EQU 10B6H
RESULT EQU 10C0H
C1   EQU 10D0H          ; C1 EST UN CHIFFRE ENTRE 0 ET 1, MULTIPLIE PAR 16
T    EQU 10E0H          ; T EST LA PARTIE ENTIERE DU RAPPORT TPROPAG/T ECH
CONST1 EQU 10D6H        ; MULTIPLIE PAR 2, PUISQUE LES MOTS SONT A 2 OCTETS
;                      CONST VAUT (PI/2)/NBECH (NBECH=10 POUR FECH=1000 HZ).
;                      CONST=0.16. ON MULTIPLIE CONST PAR 128: CONST1=
;                      =CONST*128#20.ON REALISE FINALEMENT 20*IREDR/128.
```

```
;                       LA MULTIPLICATION DANS CE CAS EST SUBSTITUEE PAR
;                       UNE MULTIPLICATION PUIS UNE DIVISION PAR DES ENTIERS.
IREDRØ EQU Ø93ØH
IREDR4 EQU Ø932H
IREDR8 EQU Ø934H
VB_Ø EQU Ø94ØH
IB_Ø EQU Ø95ØH
VB_4 EQU Ø96ØH
IB_4 EQU Ø97ØH
VB_8 EQU Ø98ØH
IB_8 EQU Ø99ØH
IDEFØ EQU Ø9AØH
IDEFØ_1 EQU Ø9A2H
IDEFØ_2 EQU Ø9A4H
IDEFØ_3 EQU Ø9A6H
IDEFØ_4 EQU Ø9A8H
IDEFØ_5 EQU Ø9AAH
IDEFØ_6 EQU Ø9ACH
IDEFØ_7 EQU Ø9AEH
IDEFØ_8 EQU Ø9BØH
IDEFØ_9 EQU Ø9B2H
IDEFØ_1Ø EQU Ø9B4H
IDEF4 EQU Ø9CØH
IDEF4_1 EQU Ø9C2H
IDEF4_2 EQU Ø9C4H
IDEF4_3 EQU Ø9C6H
IDEF4_4 EQU Ø9C8H
IDEF4_5 EQU Ø9CAH
IDEF4_6 EQU Ø9CCH
IDEF4_7 EQU Ø9CEH
IDEF4_8 EQU Ø9DØH
IDEF4_9 EQU Ø9D2H
IDEF4_1Ø EQU Ø9D4H
IDEF8 EQU Ø9EØH
IDEF8_1 EQU Ø9E2H
IDEF8_2 EQU Ø9E4H
IDEF8_3 EQU Ø9E6H
IDEF8_4 EQU Ø9E8H
IDEF8_5 EQU Ø9EAH
IDEF8_6 EQU Ø9ECH
IDEF8_7 EQU Ø9EEH
IDEF8_8 EQU Ø9FØH
IDEF8_9 EQU Ø9F2H
IDEF8_1Ø EQU Ø9F4H
SEUIL EQU Ø9FEH         ; SEUIL EST LA VALEUR DU SEUIL REEL EN AMPERES
;                         DIVISE PAR 55.5 (RESOLUTION POUR UN CAN 12
;                         BITS - 2Ø48 CORRESPONDANT A 2*SQRT(2)*4Ø KILOAMPERES)
SPILE  EQU Ø477H
;
; DEBUT DU PROGRAMME
;
;    AFFECTATION DES PORTES A,B ET C EN 'SORTIE',POUR MESURER LE TEMPS DE BOUCLE.
;
        MOVB    AL,#8ØH
        OUTB    ØCEH,AL
        MOVB    AL,#Ø
        OUTB    ØC8H,AL
        MOV     SP,#SPILE
        MOV     DI,#Ø
;
;    MISE A 1 DE LA PORTE 'A'
;
A2:     MOVB    AL,#ØFFH
        OUTB    ØC8H,AL
```

```
ADD     DI,#2
ADD     DI,T
MOV     CX,VØB[DI]              ; CALCUL DE VB_Ø
ADD     DI,#2
MOV     AX,VØB[DI]
SUB     DI,#2
SUB     AX,CX
IMUL    C1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
ADD     AX,CX
MOV     VB_Ø,AX
MOV     CX,V4B[DI]                  ; CALCUL DE VB_4
ADD     DI,#2
MOV     AX,V4B[DI]
SUB     DI,#2
SUB     AX,CX
IMUL    C1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
ADD     AX,CX
MOV     VB_4,AX
MOV     CX,V8B[DI]                  ; CALCUL DE VB_8
ADD     DI,#2
MOV     AX,V8B[DI]
SUB     DI,#2
SUB     AX,CX
IMUL    C1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
ADD     AX,CX
MOV     VB_8,AX
MOV     CX,IØB[DI]                  ; CALCUL DE IB_Ø
ADD     DI,#2
MOV     AX,IØB[DI]
SUB     DI,#2
SUB     AX,CX
IMUL    C1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
RCR     DX,1
RCR     AX,1
```

```
        ADD     AX,CX
        MOV     IB_Ø,AX
        MOV     CX,I4B[DI]              ; CALCUL DE IB_4
        ADD     DI,#2
        MOV     AX,I4B[DI]
        SUB     DI,#2
        SUB     AX,CX
        IMUL    C1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        ADD     AX,CX
        MOV     IB_4,AX
        MOV     CX,I8B[DI]              ; CALCUL DE IB_8
        ADD     DI,#2
        MOV     AX,I8B[DI]
        SUB     DI,#2
        SUB     AX,CX
        IMUL    C1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        ADD     AX,CX
        MOV     IB_8,AX
        SUB     DI,T
        MOV     AX,VØE[DI]              ; CALCUL DE IDEFØ
        SUB     AX,VB_Ø
        MOV     DX,#Ø
        AND     AX,AX
        JNS     E1
        MOV     DX,#ØFFFH
E1:     RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        SUB     AX,IØE[DI]
        SUB     AX,IB_Ø
        AND     AX,AX
        JNS     B1
        NEG     AX
B1:     MOV     IDEFØ,AX
        MOV     AX,V4E[DI]              ; CALCUL DE IDEF4
        SUB     AX,VB_4
        MOV     DX,#Ø
        AND     AX,AX
        JNS     E2
```

```
        MOV     DX,#ØFFFH
E2:     RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        SUB     AX,I4E[DI]
        SUB     AX,IB_4
        AND     AX,AX
        JNS     B2
        NEG     AX
B2:     MOV     IDEF4,AX
        MOV     AX,V8E[DI]          ; CALCUL DE IDEF8
        SUB     AX,VB_8
        MOV     DX,#Ø
        AND     AX,AX
        JNS     E3
        MOV     DX,#ØFFFH
E3:     RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        SUB     AX,I8E[DI]
        SUB     AX,IB_8
        AND     AX,AX
        JNS     B3
        NEG     AX
B3:     MOV     IDEF8,AX
; PHASE 8
        SUB     AX,IDEF8_1Ø       ; SIMULATION DE L'ALGORITHME "COMMUTATION"
        IMUL    CONST1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        ADD     IREDR8,AX
; PHASE 4
        MOV     AX,IDEF4
        SUB     AX,IDEF4_1Ø
```

```
        IMUL    CONST1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        ADD     IREDR4,AX
; PHASE Ø
        MOV     AX,IDEFØ
        SUB     AX,IDEFØ_1Ø
        IMUL    CONST1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        RCR     DX,1
        RCR     AX,1
        ADD     IREDRØ,AX
; MISE EN ROUTE
        MOV     BX,#Ø
        MOV     AX,SEUIL
        CMP     IREDRØ,AX
        JS      D1
        ADD     BX,#1H
D1:     CMP     IREDR4,AX
        JS      D2
        ADD     BX,#2H
D2:     CMP     IREDR8,AX
        JS      D3
        ADD     BX,#4H
D3:     MOV     RESULT[DI],BX
;                 ACTUALISATION DES BUFFEURS DES COURANTS DE DEFAUT
; PHASE Ø
        MOV     AX,IDEFØ_9
        MOV     IDEFØ_1Ø,AX
        MOV     AX,IDEFØ_8
        MOV     IDEFØ_9,AX
        MOV     AX,IDEFØ_7
        MOV     IDEFØ_8,AX
        MOV     AX,IDEFØ_6
        MOV     IDEFØ_7,AX
        MOV     AX,IDEFØ_5
        MOV     IDEFØ_6,AX
        MOV     AX,IDEFØ_4
        MOV     IDEFØ_5,AX
        MOV     AX,IDEFØ_3
        MOV     IDEFØ_4,AX
```

```
        MOV     AX,IDEFØ_2
        MOV     IDEFØ_3,AX
        MOV     AX,IDEFØ_1
        MOV     IDEFØ_2,AX
        MOV     AX,IDEFØ
        MOV     IDEFØ_1,AX
; PHASE 4
        MOV     AX,IDEF4_9
        MOV     IDEF4_1Ø,AX
        MOV     AX,IDEF4_8
        MOV     IDEF4_9,AX
        MOV     AX,IDEF4_7
        MOV     IDEF4_8,AX
        MOV     AX,IDEF4_6
        MOV     IDEF4_7,AX
        MOV     AX,IDEF4_5
        MOV     IDEF4_6,AX
        MOV     AX,IDEF4_4
        MOV     IDEF4_5,AX
        MOV     AX,IDEF4_3
        MOV     IDEF4_4,AX
        MOV     AX,IDEF4_2
        MOV     IDEF4_3,AX
        MOV     AX,IDEF4_1
        MOV     IDEF4_2,AX
        MOV     AX,IDEF4
        MOV     IDEF4_1,AX
; PHASE 8
        MOV     AX,IDEF8_9
        MOV     IDEF8_1Ø,AX
        MOV     AX,IDEF8_8
        MOV     IDEF8_9,AX
        MOV     AX,IDEF8_7
        MOV     IDEF8_8,AX
        MOV     AX,IDEF8_6
        MOV     IDEF8_7,AX
        MOV     AX,IDEF8_5
        MOV     IDEF8_6,AX
        MOV     AX,IDEF8_4
        MOV     IDEF8_5,AX
        MOV     AX,IDEF8_3
        MOV     IDEF8_4,AX
        MOV     AX,IDEF8_2
        MOV     IDEF8_3,AX
        MOV     AX,IDEF8_1
        MOV     IDEF8_2,AX
        MOV     AX,IDEF8
        MOV     IDEF8_1,AX
; ACTUALISATION DES TENSIONS ET COURANTS DE PHASE
;  PHASE Ø
        MOV     AX,VØE_P
        MOV     VØE,AX
        MOV     AX,VØE_S
        MOV     VØE_P,AX
        MOV     AX,VØE_T
        MOV     VØE_S,AX
;  PHASE 4
        MOV     AX,V4E_P
        MOV     V4E,AX
        MOV     AX,V4E_S
        MOV     V4E_P,AX
        MOV     AX,V4E_T
        MOV     V4E_S,AX
;  PHASE 8
```

```
        MOV     AX,V8E_P
        MOV     V8E,AX
        MOV     AX,V8E_S
        MOV     V8E_P,AX
        MOV     AX,V8E_T
        MOV     V8E_S,AX
;   PHASE Ø
        MOV     AX,VØB_P
        MOV     VØB,AX
        MOV     AX,VØB_S
        MOV     VØB_P,AX
        MOV     AX,VØB_T
        MOV     VØB_S,AX
;   PHASE 4
        MOV     AX,V4B_P
        MOV     V4B,AX
        MOV     AX,V4B_S
        MOV     V4B_P,AX
        MOV     AX,V4B_T
        MOV     V4B_S,AX
;   PHASE 8
        MOV     AX,V8B_P
        MOV     V8B,AX
        MOV     AX,V8B_S
        MOV     V8B_P,AX
        MOV     AX,V8B_T
        MOV     V8B_S,AX
;   PHASE Ø
        MOV     AX,IØE_P
        MOV     IØE,AX
        MOV     AX,IØE_S
        MOV     IØE_P,AX
        MOV     AX,IØE_T
        MOV     IØE_S,AX
;   PHASE 4
        MOV     AX,I4E_P
        MOV     I4E,AX
        MOV     AX,I4E_S
        MOV     I4E_P,AX
        MOV     AX,I4E_T
        MOV     I4E_S,AX
;   PHASE 8
        MOV     AX,I8E_P
        MOV     I8E,AX
        MOV     AX,I8E_S
        MOV     I8E_P,AX
        MOV     AX,I8E_T
        MOV     I8E_S,AX
;   PHASE Ø
        MOV     AX,IØB_P
        MOV     IØB,AX
        MOV     AX,IØB_S
        MOV     IØB_P,AX
        MOV     AX,IØB_T
        MOV     IØB_S,AX
;   PHASE 4
        MOV     AX,I4B_P
        MOV     I4B,AX
        MOV     AX,I4B_S
        MOV     I4B_P,AX
        MOV     AX,I4B_T
        MOV     I4B_S,AX
;   PHASE 8
        MOV     AX,I8B_P
        MOV     I8B,AX
        MOV     AX,I8B_S
        MOV     I8B_P,AX
        MOV     AX,I8B_T
        MOV     I8B_S,AX
;
;   REMISE A ZERO DE LA PORTE 'A'
;
        MOVB    AL,#Ø
        OUTB    ØC8H,AL
        HLT
        END
```

Thèse de Monsieur Edmundo MONTALVAO

« Contribution théorique à l'étude d'une Protection Différentielle d'Onde pour les réseaux à très haute tension »

RÉSUMÉ :

Ce mémoire est consacré à l'étude d'un nouveau système de protection destiné aux lignes des réseaux à très haute tension. Le principe, basé sur l'application des équations de propagation aux lignes polyphasées, nécessite l'échantillonage et la transmission des grandeurs électriques (courants et tensions) aux différentes extrémités de l'ouvrage surveillé. Plusieurs méthodes ont été étudiées et testées sur des modèles numériques de simulation du réseau et sur des enregistrements de courts-circuits réels. La puissance de calcul nécessaire à la réalisation a été évaluée pour divers types de calculateurs. La mise en œuvre des algorithmes développés dans des équipements à microprocesseurs doit permettre d'améliorer la détection et l'alimentation de courts-circuits dans des cas complexes de réseaux.

MOTS CLÉS : Lignes aériennes polyphasées, Postes électriques, Protection des ouvrages électriques, Protection différentielle, Protection numérique, Temps réel, Microprocesseurs, Transmission de données, Fibres optiques, Faisceaux hertziens, Analyse modale, Propagation d'ondes.

« Theorical contribution to the study of a Travelling Wave Differential Relay for Extra-High-Voltage electrical systems »

ABSTRACT :

This doctorate thesis is dedicated to the study of a new protection relay for Extra-High-Voltage lines. The principle is based on the travelling wave equations applied to polyphase lines, and implies the sampling and transmission of electrical quantities (voltages and currents) at the different ends of the protected line. Several methods have been developped and tested with digital simulation and with records of actual short-circuits. The computation power which is necessary for an implementation has been estimated for different types of computers. The application of the studied algorithms with microprocessor - based devices will improve short-circuit detection and clearing in complex electrical network topologies.

KEY WORDS : Polyphase overhead lines, Electrical substation, Protection Relay, Differential protection, Digital protection, Real time, Microprocessors, Data communication, Optical fibres, Micro-wave links, Modal analysis, Travelling waves.